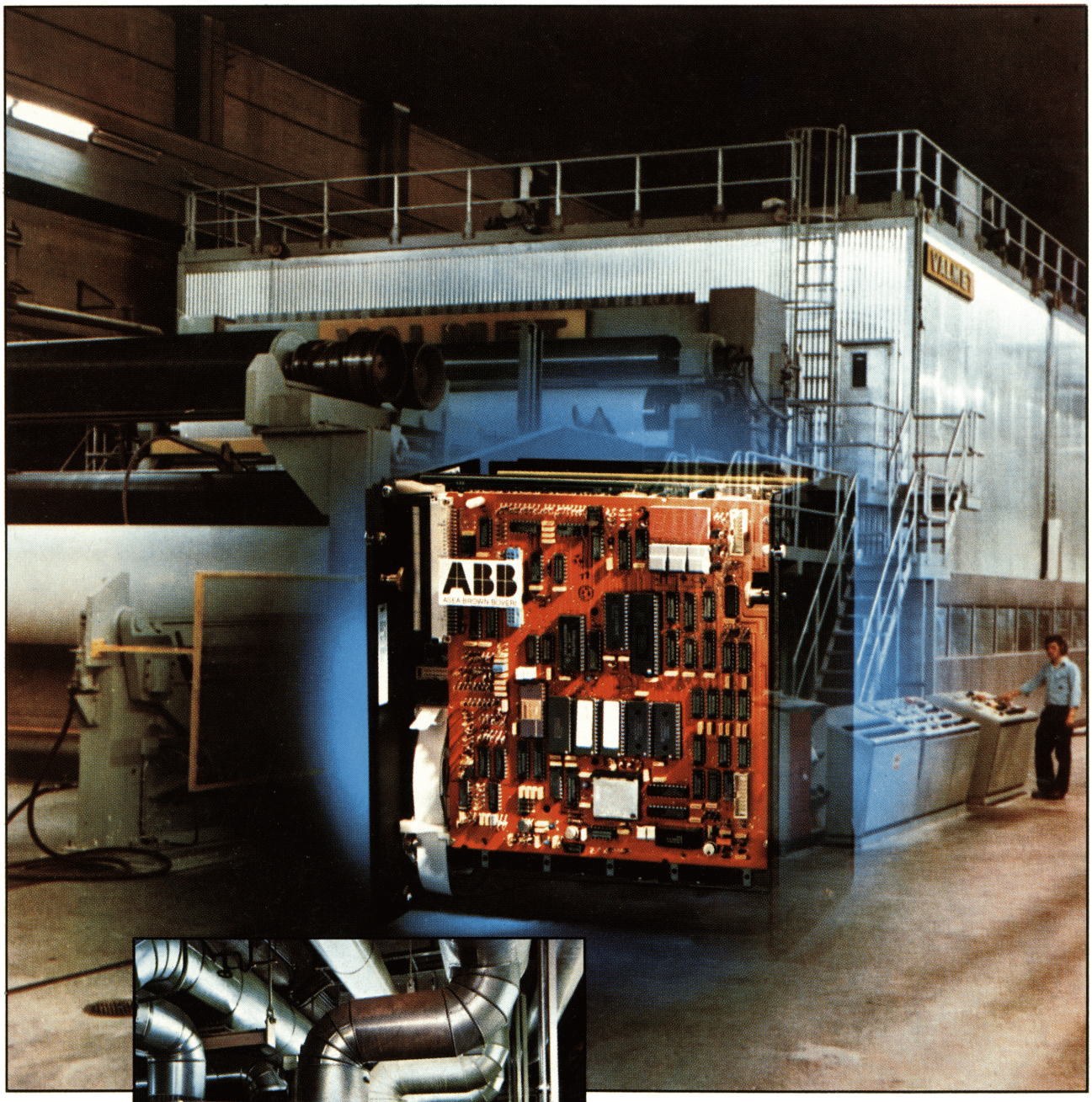
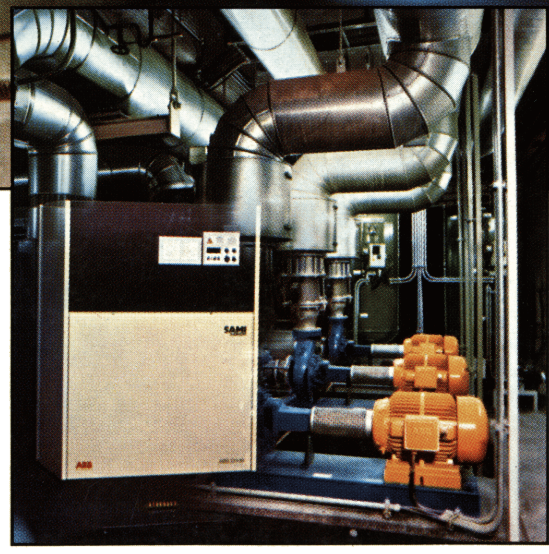
ELEKTRIE

ELEKTRIE 10|90

VERLAG TECHNIK BERLIN GmbH • Postverlagsort für DDR Leipzig • ISSN 0013 - 5399

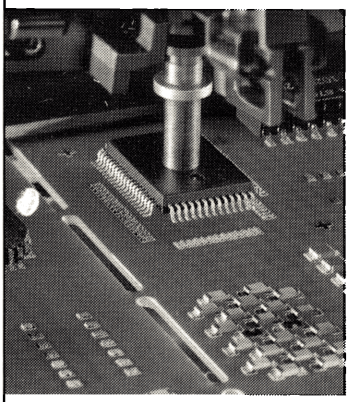


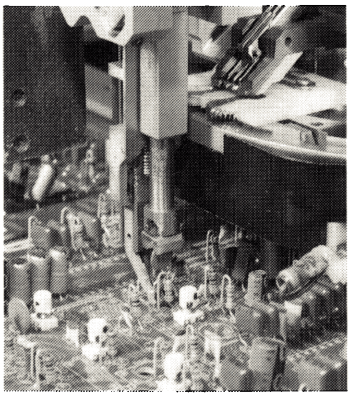


Elektrische Antriebe:

Schlüssel zur Automatisierung

0120240





Automaten und Systeme zur Leiterplattenbestückung

Ob SMD- oder bedrahtete Bauteile zu bestücken sind, wir bieten Automatisierungslösungen für jeden Bedarf.

UniversaL Instruments GmbH

Im Rosengarten 25a · D-6368 Bad Vilbel
Tel. 06101/808-0 · Fax 64152 · Tx 4185039

Schlegelstraße 15 · DDR-1040 Berlin
Tel. (2) 2887-0 · Fax (2) 2887147 · Tx 112889

FACHLITERATUR !

Mein Fachgebiet ist

- ☐ der Maschinenbau
- ☐ die Informatik
- ☐ die Physik
- ☐ die Elektrotechnik
- ☐ die Elektronik
- ☐ die Meßtechnik
- ☐ die Automatisierungstechnik
- ☐ die Wärme-, Luft- und Kältetechnik
- ☐ die Feinmechanik/Optik

aber ich interessiere mich auch für

- ☐ Wörterbücher der Wissenschaft und Technik
- ☐ Populärwissenschaftliche Literatur
- ☐ Fachzeitschriften

• Schreiben Sie uns sofort ! • Was interessiert Sie ?
Ist Ihre Zuschrift unter den ersten 50,
so schenken wir Ihnen unser neues Cartoon - Büchlein !

Datum.....

Name/Firma.....

Anschrift.....

Ihr VERLAG TECHNIK GmbH
PSF 201, Berlin, 1020

ISSN 0013-5399
44. Jahrgang

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift der Elektrotechnik

ELEKTRIE 10/90

Redaktionsbeirat
Vorsitzender:
Prof. Dr. sc. techn. J. Vogel

Mitglieder:
Prof. Dr. sc. techn. S. Altmann · Prof. Dr. sc. techn. H. Böhme · Prof. Dr. sc. techn. Dr. h. c. P.-K. Budig · Dr. sc. techn. G. Burkhard · Dr.-Ing. D. Flügge · Obering. K. Friedel · Prof. Dr. sc. techn. J. Hoffmann · Dipl.-Ing. H. Kabisch · Prof. Dr.-Ing. habil. Dr. e. h. R. Lappe · Dr. rer. nat. K. Möbius · Prof. Dr. sc. techn. E. Muschick · Prof. Dr. sc. techn. V. Pfeiler · Prof. Dr.-Ing. e. h. K. Pommer · Prof. Dr.-Ing. habil. R. Schönfeld · Obering. Dipl.-Ing. N. Wass · Prof. Dr.-Ing. habil. G. Wunsch

Korrespondenten:
Dr.-Ing. K. Hannella, Ilmenau · Dr.-Ing. W. Jordan, Dresden

Titelbild
Elektrische Antriebe sind wichtige Bausteine für die Automatisierung. Sie helfen Prozesse zu optimieren, Investitionskosten zu senken und Energie zu sparen. Für den konkreten Anwendungszweck führt die genaue Kenntnis des Anforderungsprofils zur Auswahl des optimalen elektrischen Antriebs.
Das obere Bild zeigt den Einsatz von Gleichstrommotoren mit digitalen Stromrichtern bei einer Papiermaschine.
Im unteren Bild sind Drehstrom-Asynchronmotoren mit digitalen Frequenzumrichtern für eine Trinkwasser-Versorgungsanlage zu erkennen.
Fotos: ABB Antriebstechnik GmbH

Verlag Technik GmbH Berlin

Inhalt

	Seite
Aktuelle Information	362
Marhenkel, H.; Reiche, H. **Auftrieb für den elektrischen Antrieb – der europäische Markt fordert Vernunft**	363
Fachaufsätze	
Conrad, H. **SMART POWER DEVICES – Ergebnis der Integration bei leistungselektronischen Bauelementen**	365
Budig, G. **Ansteuereinrichtung für GTO-Thyristoren**	367
Mačuga, I. **Reaktanz der Halbleiterscheibe**	372
Mačuga, I. **Schrittmotoren mit Permanentmagneten**	374
Gretsch, R. **Oberschwingungsimpedanzen in Mittel- und Niederspannungsnetzen**	377
Derdau, U.; Berndt, H.; Rößiger, U.; Bär, G. **Korrosions- und Verschleißerscheinungen an vergoldeten Kleinrelaiskontakten**	378
André, E.-C. **Eine Möglichkeit, gekrümmte Lebensdauerkennlinien zu interpretieren**	382
Bär, G.; Dehnke, W.; Schwarzlose, J. **Erosion und Materialwanderung von Kontaktwerkstoffen auf Silberbasis bei induktiven Schwachstrombelastungen**	383
Brösicke, W. **Spezielle Untersuchungen zur Alterung von Aluminium-Preßverbindungen für Kabelleiter**	388
Winter, R. **Wirtschaftliche Lastverteilung in Verbundnetzen mittels selbstoptimierenden Analogiemodells**	393
Umschau	
Produktinformationen	395
Fachtagungen	396
Kurzberichte	397
Rezensionen	398

AKTUELLE INFORMATION

INFOBASE

Internationale Messe für elektronische Informationsprodukte
Zeit: 6. bis 8. Mai 1991

42. Frankfurter Buchmesse

Zeit: 9. bis 10. Oktober 1991

MARKETING & MANAGEMENT SERVICES

Internationaler Markt für Marketing und Kommunikation
Zeit: 23. bis 26. Oktober 1991

EXPOLINGUA Frankfurt

Internationale Ausstellung für Sprache, Übersetzung und internationale Kommunikation in Deutschland
Zeit: 7. bis 10. November 1991

Anfragen
Messe-Frankfurt GmbH
Ludwig-Erhard-Anlage 1
POB 970126
D-6000 Frankfurt 1
Tel.: (069) 7575-0
Telex: 1558 messe d
Telefax: (069) 7575-6950
Die Redaktion EK 4320

2. UTECH BERLIN

Umwelttechnologieforum 1991
Tagungsreihe zum Umweltschutz mit begleitender Ausstellung (4. bis 8. 2. 1991)
Zeit: 4. bis 10. Februar 1991
Ort: ICC Berlin
Veranstalter: Fortbildungszentrum Gesundheits- und Umweltschutz Berlin e. V.

Themenspektrum
Politik, Recht, Technik, Produkte, Entsorgungstechnologien

Anfragen
Fortbildungszentrum Gesundheits- und Umweltschutz Berlin e. V.
Frau *Dagmar G. Sartorius*
Kleiststraße 23–26
W-1000 Berlin 30
Tel.: (030) 210003-11/12
Fax: (030) 210003-20
Die Redaktion EK 4319

VDI-EKV

Informationsveranstaltung
Zeit: Februar 1991
Ort: Berlin
Die VDI-Gesellschaft Entwicklung Konstruktion Vertrieb (VDI-EKV) bereitet eine Informationsveranstaltung vor, die im Februar 1991 im Produktionstechnischen Zentrum Berlin durchgeführt wird. Angesprochen sind Hochschul- und Fachschullehrer sowie Ingenieure aus der DDR, die auf den Gebieten Enwicklung, Konstruktion, Getriebetechnik, Schwingungstechnik, technischer Vertrieb, Informationstechnik sowie Bürokommunikation tätig sind.

Anfragen
VDI-Gesellschaft
Entwicklung Konstruktion Vertrieb (VDI-EKV),
Postfach 1139,
D-4000 Düsseldorf 1,
Telefon: 0211/6214-240.
Die Redaktion EK 4307

Technische Zuverlässigkeit 1991

ITG-Fachtagung

Zeit: 4. und 5. Juni 1991
Ort: München
Veranstalter: Informationstechnische Gesellschaft im VDE (ITG) in Zusammenarbeit mit dem VDI-Gemeinschaftsausschuß „Industrielle Systemtechnik" und der Deutschen Gesellschaft für Qualität (DGQ)
Zuverlässigkeit und Qualität bestimmen mehr und mehr die Wettbewerbsfähigkeit technischer Produkte. Kontinuierliche Verbesserungen sowie Methoden und Verfahren zur Ermittlung der Zuverlässigkeit müssen zum Handwerkzeug jedes Ingenieurs werden, der mit Konzeption, Entwicklung und Produktion marktfähiger Geräte und Systeme befaßt ist. Die Methoden reichen von Untersuchungsmethoden und Zuverlässigkeitsanalysen neuer Technologien über die Beherrschung wirtschaftlicher Produktionsverfahren bis zur Anwendung in Bereiche wie z. B. der Automatisierung, Informationsverarbeitung und der Kommunikationstechnik. Angesprochen wird auch auf der Tagung die Herausforderung, Zuverlässigkeitsmanagement wirksam in die Unternehmensstrategie zu integrieren, wobei auch der Neuregelung der Produkthaftung eine große Bedeutung zukommt.

Inhaltliche Schwerpunkte
- Zuverlässigkeit Mensch/Maschine
- Vergleich: Zuverlässigkeitsanalyse/Betriebserfahrung
- Zuverlässigkeitsverfolgung
- Risikoüberwachung der Komponenten
- Zuverlässigkeit neuer Technologien
- Nachweisführung
- Softwareeinfluß auf die Zuverlässigkeit
- Verfügbarkeitsverbesserung von Anlagen
- Vertragliche Absicherung von Zuverlässigkeitsmaßnahmen
- Fehlervermeidungsstrategien
- Risiko- und Sicherheitsanalysen
- Spezifikation von Zuverlässigkeitsanforderungen
- Zuverlässigkeit – Instandhaltbarkeit – Lebensdauerkosten

Anfragen
VDE-Zentralstelle
Tagungen und Seminare
Stresemannallee 15
D-6000 Frankfurt am Main 70
Telefon: (069) 6308-202
Telefax: (069) 6312925
Die Redaktion EK 4285

4th International Symposium on Systems Analysis and Simulation

Zeit: August 27-September 2, 1992
Ort: Berlin, Germany
Congress Center of the Palast Hotel
Veranstalter: Scientific-Technological Society of Measurement and Automatic Control; Academy of Sciences, Central Institute of Cybernetics and Information Process

Topics
- Modelling
  - Theory of discrete systems
  - Theory of continuous systems
  - Qualitative theory
  - Decision support systems
  - Modelling
- Simulation
  - Simulation of discret systems
  - Simulation of continuous systems
  - parallel simulation
  - Special hardware support
  - Software support (graphics etc.)
  - Simulation environment
- Complex systems analysis for environmental problems
  - Air pollution (acid rain, smog, ozone etc.)
  - Water pollution etc.
  - Forestry
- Complex systems analysis in other application fields
  - Application to agricultural systems
  - To economics systems
  - To energetic systems
  - To medial health care and biological systems

Anfragen
Scientific-Technological Society for Measurement and Automatic Control (WGMA)
Conference Secretariat SAS 1992
Clara-Zetkin-Str. 115–117
O-1086 Berlin
Germany

Die Redaktion EK 4314

IFM '92

Internationale Fachmesse für Logistik

Zeit: 21. bis 29. Januar 1992
Ort: Basel, Schweiz
Die Fachmessen IFM vermitteln eine Übersicht über den Stand der Technik, die verfügbaren Maschinen und Apparate für Systeme der Förder- und Lagertechnik, über Handling, Roboter-Anwendungen sowie die dazugehörigen Software-Entwicklungen.

Anfragen
Schweizer Mustermesse
Kommunikation, *Bernd Schuster*
Postfach, CH-4021 Basel
Telefon: 061/686 2273;
Telefax: 061/691 2020
Die Redaktion EK 4289

Auftrieb für den elektrischen Antrieb – der europäische Markt fordert Vernunft

Von
Dr. rer. nat. Horst Marhenkel
Leiter Technische Information für die Gesellschaften der Asea Brown Boveri AG;
Dr.-Ing. Hans Reiche
Bereichsleiter Forschung für die VEM-Antriebstechnik AG

Die europäische Wirtschaft bereitet sich auf den Gemeinsamen Markt vor. Nur noch zwei Jahre haben Industrie, Gewerbe und öffentliche Einrichtungen Zeit, sich im eigenen Land die optimalen Ausgangspositionen für einen erfolgreichen Start in ganz Europa aufzubauen.

Im Rahmen der wirtschaftlichen und politischen Harmonisierungsmaßnahmen vollzieht sich unter erheblichem Zeitdruck auch die Anpassung der beiden Teile Deutschlands. Viele der einzelnen Unternehmen sind bereits intensiv darangegangen, sich klare Informationen über die internen und externen, fördernden, aber auch über die hemmenden Momente dieser Anpassung zu verschaffen. Sie haben dabei schnell erkannt, daß zum Erreichen der neuen Zielsetzungen die entsprechenden Automatisierungsprozesse in allen Bereichen eingeleitet werden müssen. Wo auch immer diese Dynamik in Gang kommt, es wird sich nichts ohne den rationellen Einsatz von elektrischer Energie und ohne die vielfältigen und zahlreichen elektrischen Antriebe bewegen.

Auch aus der Sicht der im europäischen Markt bereits etablierten Herstellerfirmen für elektrische Antriebe, wie z. B. Asea Brown Boverie (ABB) oder VEM-Antriebstechnik, ergeben sich neue Chancen und Herausforderungen.

Neu ist für VEM-Antriebstechnik die Situation als Wettbewerbspartner im eigenen Land, oder die Konfrontation mit bewährten internationalen Antriebsherstellern auf dem eigenen, bisher allein beherrschtem Markt.

Andererseits ist für einen europäischen Konzern wie ABB mit starken nationalen Gesellschaften durchaus die Möglichkeit, ja vielleicht sogar die Notwendigkeit gegeben, sich einen angemessenen Marktanteil in der bisherigen DDR und in anderen Ländern Ost-Europas zu sichern.

Die Entwicklung zum gemeinsamen europäischen Markt und das immer noch wachsende Markt-Potential für Antriebe stellen günstige Bedingungen für die Expansionsmöglichkeiten der Produzenten dar.

Die gegenwärtige und die voraussehbare Konjunkturentwicklung erlauben eine offene Beurteilung der Entwicklungs- und Markttendenzen. Mit den folgenden Betrachtungen soll darauf hingewiesen werden, welchen hohen Stellenwert für jedes einzelne, auf dem Antriebsmarkt tätige Unternehmen das „Europäische Denken" erhalten hat. Wenn es darüber hinaus möglich ist, daß führende Unternehmen gemeinsame Einschätzungen z. B. von Entwicklungsrichtungen finden, dann kann dies nur die Wettbewerbssituation auf dem Weltmarkt verbessern helfen.

Geht die elektrische Antriebstechnik „Goldenen Zeiten" entgegen? Es scheinen kaum Zweifel zu bestehen, doch eine differenzierte Betrachtungsweise ist ratsam. Wie immer, das oberste Ziel jeder Investition ist die Verbesserung der Wirtschaftlichkeit. Mittel hierzu sind die Reduzierung des Ressourcenverbrauchs (z. B. Arbeitszeit, Material, Energie), die Verbesserung der Qualität, sowie die Minimierung von Kapitaleinsatz und Umstellungszeiten. Unter diesem Aspekt ist die Weiterverwendung von veralteten elektrischen Antrieben nicht länger zu vertreten. Antriebe mit schlechtem Wirkungsgrad und hoher Störanfälligkeit sind kontraproduktiv.

Sie entziehen weitergehenden Überlegungen hinsichtlich einer Anbindung an Regeleinrichtungen und einer Produktionsüberwachung durch rechnergestützte Leitstände den Boden der Realität.

Diese Aussage gilt natürlich für alle vier Hauptgruppen der elektrischen Antriebe: Servoantriebe, Antriebe bis 50 kW, Antriebe 50 kW bis 1 MW und Antriebe größer als 1 MW. Sie alle sind einer gründlichen Überprüfung zu unterziehen und einer rigerosen Beurteilung ihres Gebrauchswertes nach den oben dargelegten Kriterien zu unterwerfen. Erst dann wird sich zeigen, welche Antriebe ersetzt werden müssen und welche neuen Antriebssysteme die gesteckten Ziele erreichen können. Nur in diesem Kontext ist die Frage zu diskutieren, ob ein Gleichstrom- oder ein Wechselstromantrieb die erforderlichen Leistungen erbringen und den Ansprüchen auf wirtschaftliche Weise genügen kann.

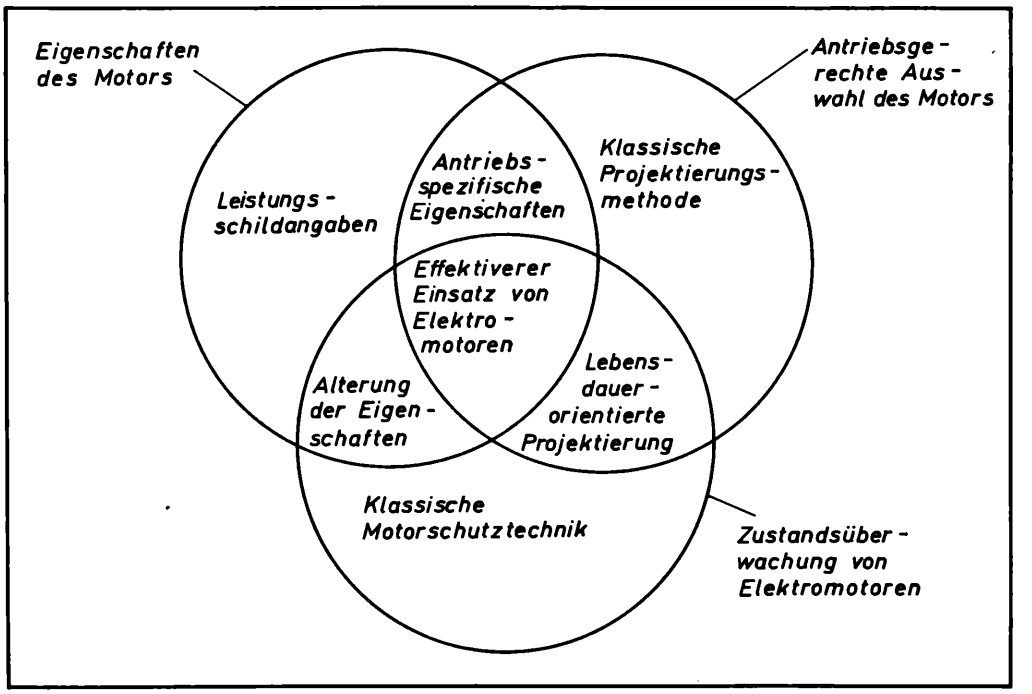
Da die Betriebsanalysen verständlicherweise für jedes Unternehmen individuell erstellt werden müssen, ergeben sich zwei Konsequenzen:

- Die Um- bzw. Nachrüstung der elektrischen Antriebe erfordert zunächst einen erhöhten Personaleinsatz in den Betrieben, insbesondere zur Erstellung richtiger Anforderungsprofile im Rahmen eines Energiemanagements.
- Hersteller von elektrischen Antrieben, Antriebssystemen und Automatisierungsanlagen müssen für ihre Kunden zusätzliche Beratungskapazität bereithalten.

Die Nachrüstung bestehender Anlagen und Einrichtungen muß im Hinblick auf die eingangs erwähnten Entwicklungstendenzen von Anfang an künftige Automatisierungsmaßnahmen berücksichtigen, falls diese nicht gleich schrittweise in einem Gesamtprojekt durchgeführt werden können. Auch hieraus ergeben sich für die Herstellerseite neue Herausforderungen, sei es in der Entwicklung anpassungsfähiger oder gegebenenfalls spezieller Automatisierungssysteme, sei es in der besonderen Branchenkenntnis zur Lösung von kundenspezifischen Aufgabenstellungen. Ganz grundsätzlich wird Kundennähe rasch zunehmend an Bedeutung gewinnen.

Zieht man den erkennbaren Trend von der Antriebstechnik über die Prozeß- und Fabrikationsautomatisierung zur rechnergestützt arbeitenden Fabrik (CIM) in Betracht, so wird deutlich, daß nur sehr leistungsfähige Firmen, nämlich solche, die auf internationales Know-how zurückgreifen können, den Notwendigkeiten des Marktes und damit den Anforderungen der Kunden gerecht werden können.

Die europäische Industrie hat eine ausgezeichnete Basis, um alle diese Aufgaben rechtzeitig lösen zu können. Vorsicht ist geboten, wenn versucht werden sollte, Rationalisierungsmaßnahmen top down, d. h. von oben nach unten einzuleiten und durchzusetzen. Der richtige Weg führt bottom up, also von unten herauf zum Ziel. Nur zweckgerichtete, zuverlässige Antriebe können als Grundlage für moderne Steuerungs- und Regeleinrichtungen dienen. Nur kompatible Automatisierungstechnik wird im Laufe der Zeit die ge-



wünschten oder schlichtweg erforderlichen Rationalisierungserfolge leisten.
Wie sehen nun zwei der europäischen Antriebshersteller, einer aus dem „Westen": die ABB Antriebstechnik, und einer aus dem „Osten": die VEM-Antriebstechnik AG, die praktischen Ansatzpunkte zu einer vernünftigen Lösung der anstehenden großen Aufgaben der Weiterentwicklung und Realisierung der elektrischen Antriebstechnik?
Die Polarisierung von Herstellern großer Serien von Antriebskomponenten einerseits und den Verkäufern kompletter Antriebslösungen andererseits nimmt weiter zu. Der Fortschritt der Antriebstechnik wird im unmittelbaren Kundenkontakt geboren. Der Serienhersteller hat ein rationell hergestelltes Sortiment bereitzustellen. Die Seriengröße bestimmt die internationale Konkurrenzfähigkeit.
Falscher Ehrgeiz, also etwa der Ehrgeiz eines Antriebsanbieters, alle Antriebskomponenten selbst herzustellen oder der Ehrgeiz des Serienherstellers, jeden Kunden zentral zu bedienen, würde der Polarisierung entgegenstehen und möglicherweise zu Verlusten führen. Aber klar ist das Ziel: Mit rationell hergestellten Komponenten schließlich die kostengünstigste, weil optimal angepaßt, Antriebslösung zu bieten.
Und darüber sind sich die Antriebstechniker gerade der beiden großen Serienhersteller ABB und VEM einig: Der Serienhersteller muß mit seinen Erzeugnissen die besten Voraussetzungen für optimale Antriebslösungen bieten. Das zeigte sich in der Vergangenheit in völlig unabhängig voneinander verlaufenden Aktivitäten zur Verbesserung des Einsatzes von Elektromotoren.
In den Forschungs- und Entwicklungsabteilungen beider Unternehmen wurde neben vielen anderen wichtigen Entwicklungsarbeiten, die die Komponenten betrafen, der Komplex
- Erzeugniseigenschaften der Motoren
- Projektierung von Antrieben
- zustandsorientierte Instandhaltung

bearbeitet und in vielen Fällen auch bereits anwendungswirksam umgesetzt.
Dieses „auch bereits" soll auf Schwierigkeiten hinweisen, die bei der Umsetzung der Erkenntnisse für einen optimalen, also material- und energieökonomisch minimierten sowie umweltverträglichen Antrieb auftreten. Dabei sind noch die speziellen Verhältnisse bei den Kunden in Betracht zu ziehen.

An besonderen Aktivitäten seien erwähnt:
- Motorenauswahl durch Personalcomputer (BBC, jetzt ABB)
- Antriebsüberwachungssystem (ASEA, jetzt ABB)
- VEM-PRODRIVE als Softwaresystem für die antriebsoptimale Antriebsauswahl von VEM-Erzeugnissen
- VEM-Wälzlagerüberwachungsgerät.

Desweiteren haben beide Firmen Forschungsarbeiten zur Zustandsbeurteilung von Hochspannungswicklungen initiiert, wie die Arbeitsberichte der Technischen Hochschule Ilmenau und der Bericht des ABB-Forschungszentrums Dättwil/Schweiz ausweisen.
Der erwähnte Arbeitskomplex, der insgesamt allen Anwendern kostengünstige Antriebslösungen bringen soll, hat einen ebenso unternehmensübergreifenden Charakter wie die alternative Einführung der Drehstromantriebstechnik. Es hat sich eben gezeigt, daß die forsche Orientierung auf den Übergang von Gleichstrom auf Drehstrom sehr darunter gelitten hat, daß in vielen Fällen die Gleichstromtechnik trotz der ihr anhaftenden „prinzipiellen" Nachteile die offensichtlich bessere Lösung darstellt. So ist es im Rahmen des Zentralverbandes Elektrotechnik- und Elektronikindustrie e. V. (ZVEI) im Kreise der bedeutendsten Antriebshersteller gemeinsam zur Erarbeitung der Studie „Gleichstrom- oder Drehstrom-Antrieb" als Systemvergleich und Entscheidungshilfe gekommen. Ein schönes Zeichen dafür, daß heute verschiedene im Wettbewerb stehende Unternehmen einen Sinn darin sehen, gemeinsam Argumentationen zu schaffen und damit darauf zu verzichten, durch mehr oder weniger starke Betonung von Modetrends zu Lasten der Kunden Wettbewerbsvorteile zu erzielen.
Gerade weil Vertreter der DDR-Industrie an der erwähnten ZVEI-Studie noch nicht mitarbeiten konnten, soll die im Heft 12 der Fachzeitschrift ELEKTRIE vorgesehene auszugsweise Veröffentlichung zugleich das Einverständnis der Antriebstechniker der bisherigen DDR dokumentieren.
Die hier angestellten Betrachtungen sollten auch dazu dienen, die Vorstellung zu überprüfen, ob der europäische Antriebsmarkt Freiräume zum Gedankenaustausch, zu gemeinsamen Problemlösungen und schließlich zur Beschleunigung des Fortschritts durch gemeinsames Handeln zuläßt.
Man kann wohl davon ausgehen, daß neben der für die Marktwirtschaft typischen Wettbewerbsdynamik und Eigendarstellung der Unternehmen eine kollektive Vernunft der europäischen Antriebshersteller sowohl dem Kundenkreis als auch der europäischen Marktposition zugute kommen kann.
Also, Auftrieb für den Antrieb in Europa, und das mit Vernunft!

EA 6192

SMART POWER DEVICES – Ergebnis der Integration bei leistungselektronischen Bauelementen

H. Conrad, Dresden

Die Anwendung fortgeschrittener Technologien der Mikroelektronik bei der Herstellung leistungselektronischer Bauelemente (LEBE) ermöglichte in den letzten Jahren die erfolgreiche Entwicklung von in ihren Eigenschaften verbesserten und von neuartigen abschaltbaren LEBE, wie GTO-Thyristoren, Mehrfach-Darlington-Leistungstransistoren, Leistungs-MOSFETs [1]. Dabei wurde schrittweise der Integrationsgrad erhöht und zu immer feineren Strukturen übergegangen. Die Kombination von unipolarem und bipolarem Wirkprinzip führte zum Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT), der die Vorzüge des MOSFET (geringe Ansteuerleistung, gutes Schaltverhalten) und des Bipolartransistors (gute Durchlaßeigenschaften) in sich vereinigt [2]. Damit wurde ein erster Schritt der monolithischen Integration von unterschiedlichen Technologien bei LEBE vollzogen und fast gleichzeitig dazu die hybride und monolithische Integration von Logikschaltkreisen (ICs) und LEBE (MOSFET, IGBT) begonnen. Im Ergebnis dieser Kombination konnten integrierte Leistungshalbleiterschalter, die sogenannten Smart Power Devices (SPD), realisiert werden, die neben der Schalterfunktion über bestimmte Ansteuer-, Schutz- und Überwachungsfunktionen verfügen [3] [4].

1. Anforderungen

Smart Power Devices sollen über folgende Eigenschaften und Funktionen verfügen:

- Schalten und Stellen von Strömen größer 1 A bei unterschiedlichen Spannungen und Lasten mit einem optimierten LEBE (geringe Durchlaßspannung, hohe Schaltgeschwindigkeit, große Robustheit und Funktionssicherheit)
- Verarbeitung von CMOS-/TTL- bzw. Mikrorechner-kompatiblen Eingangs-(Ansteuer-)Signalen
- Selbsttätiger Schutz, insbesondere für Überstrom (Überlast oder Kurzschluß), Über- und Unterspannung, Übertemperatur
- Diagnosefunktion zur Status-Überwachung (Kurzschluß, Leerlauf u. a.)
- Übernahme zusätzlicher Aufgaben für analoge oder digitale Signalverarbeitung je nach Anwendungsfall und Wirtschaftlichkeit, z. B. Pulsbreitensteuerung
- Gegebenenfalls Potentialtrennung von Ein- und Ausgang.

Die Entwicklungszielstellungen für SPD ergeben sich aus Anforderungen einer höheren Zuverlässigkeit und Leistungsfähigkeit bei geringerem Material- und Energieeinsatz, die den Ersatz von diskreten Schaltungen, z. B. in der Telekommunikation und Unterhaltungselektronik, den Ersatz von mechanischen Schaltern und Relais, z. B. in der Autoelektrik, und den Übergang auf drehzahlvariable Antriebe in DC- und AC-Technik, z. B. in der Robotik, Industrieelektronik und im Konsumgüterbereich, einschließen und kosten- und montagegünstige Lösungen voraussetzen. Die SPD begannen ihren Siegeszug in der Automobilindustrie, wo mit ihrer Anwendung, z. B. die Masse an Verkabelung auf 25 bis 50 % gesenkt werden kann. Die Integration der Ansteuer-, Schutz- und Überwachungsfunktionen in leistungselektronischen Stellgliedern und die Möglichkeit der unmittelbaren Ansteuerung von Mikrorechnern erspart aufwendige Ansteuergeräte (Volumen, Masse, Kosten).

2. Technologische Voraussetzungen

Zur Herstellung von insbesondere monolithisch integrierten SPD ist die technologische Realisierung folgender Schaltungsteile Voraussetzung:

- analoge Schaltungen in Bipolartechnik
- digitale Schaltungen in CMOS-Technik
- Leistungsendstufen in DMOS- oder Bipolartechnik
- Hochvoltschaltungen in spezieller Bipolar- und MOS-Technik

Wegen des geringen Ansteuerleistungsbedarfs kommen als Leistungsschalter in SPD nur Leistungs-MOSFETs und IGBTs in Frage. Die sich in der Mikroelektronik vollziehende Annäherung von CMOS- und Bipolartechnologie ermöglicht im zunehmenden Maße die gemeinsame Integration beider Transistorarten auf einem Chip (BICMOS) bei vertretbarer Fertigungskomplexität (fertigungstechnischer Mehraufwand 20 bis 40 %). Wesentliches Entwicklungsproblem ist die Beherrschung der erforderlichen Isolationsspannungen für die Logikschaltung. Dafür haben sich bei High Voltage Integrated Circuits (HVIC) insbesondere eine verbesserte Sperrschicht-(Junction-)Isolation für Bipolar-ICs und die Selbstisolation für MOS-ICs als geeignet erwiesen. Bild 1 zeigt als Beispiel ausführbare BICMOS-Transistorstrukturen und ihre entsprechenden Ersatzschaltbilder [5].

Dabei steht für jeden Anwendungsfall hinsichtlich Spannung, Strom und integrierter Funktionen die Notwendigkeit, die jeweils kostengünstigste Lösung zu finden. So kann vielfach auch die hybride Montage von ICs mit Ansteuer- und Logikfunktionen und von MOSFETs bzw. IGBTs in einem Gehäuse die wirtschaftlichere Lösung sein. Vor allem bei Mehrfachschaltungen, z. B. Halb-, Voll- und Dreiphasenbrücken, können dabei gleichzeitig Begleitelemente, wie Inversdioden, mit in das Gehäuse montiert werden. Es kann auch auf bestimmte Funktionen verzichtet werden und z. B. der Schutz auf den Übertemperaturschutz mittels Temperatursensoren (TEMPET) oder den Überstromschutz mittels Stromsensoren (SENSFET) beschränkt bleiben [8]. Als Gehäusebauformen kommen TO 218/220, Multi-, Penta-, Isowatt- und Modulgehäuse zum Einsatz.

3. Entwicklungsstand

Der gegenwärtige Stand der Entwicklung von SPD kann durch folgende Ausführungsformen charakterisiert werden:

- Hybrid integrierte SPD, bestehend aus der Zusammenschaltung von HVIC bzw. Logikschaltkreisen sowie anderen, diskreten Bauelementen mit MOSFETs oder IGBTs, als Leistungsschalter für Hochvoltanwendungen.
  Beispiele dafür sind die GESmart™ Module von General Electric für 500 V und 10 A (Bild 2) [6], die „intelligenten" IGBT-Module von eupec (Bild 3) für 1000 V und 50 A [7] oder die SMART SIPMOS-IC PROFET BTS 542 F von Siemens für 60 V und 65 A.
- Monolithisch integrierte SPD in BICMOS-Technik mit DMOS-Transistoren als Leistungsschalter für den Niederspannungsbereich, wie z. B. die SMART SIPMOS PROFET BTS 412 B von Siemens für 60 V und 14 A (Bild 4) [8] oder High-Side Driver L 9801 von SGS-Thomson für 60 V und 25 A.
  Da die Betriebsspannung gewöhnlich niedriger als die erforderliche Ansteuerspannung ist, z. B. bei Kfz-Anwendungen, sorgt eine interne Ladungspumpe für die Pegelumsetzung.
- Monolithisch integrierte SPD in BICMOS-Technik mit bipolaren Transistoren als Leistungsschalter für den Niederspannungsbereich. Beispiele dafür sind Motor-Treiber-IC UAA 4718 von Thomson für 55 V und 1,5 A, die Schrittmotoransteuerung B 3718 für 45 V und 1,5 A und die Nadeldruckansteuerung D 6221 für 50 V und 1,5 A vom Halbleiterwerk Frankfurt (Oder).

Die SPD arbeiten in der Regel mit Schaltfrequenzen ≧ 20 kHz.

1) Prof. Dr. sc. techn. *Harry Conrad* ist Ordinarius des Lehrstuhls Leistungselektronik an der TU Dresden.

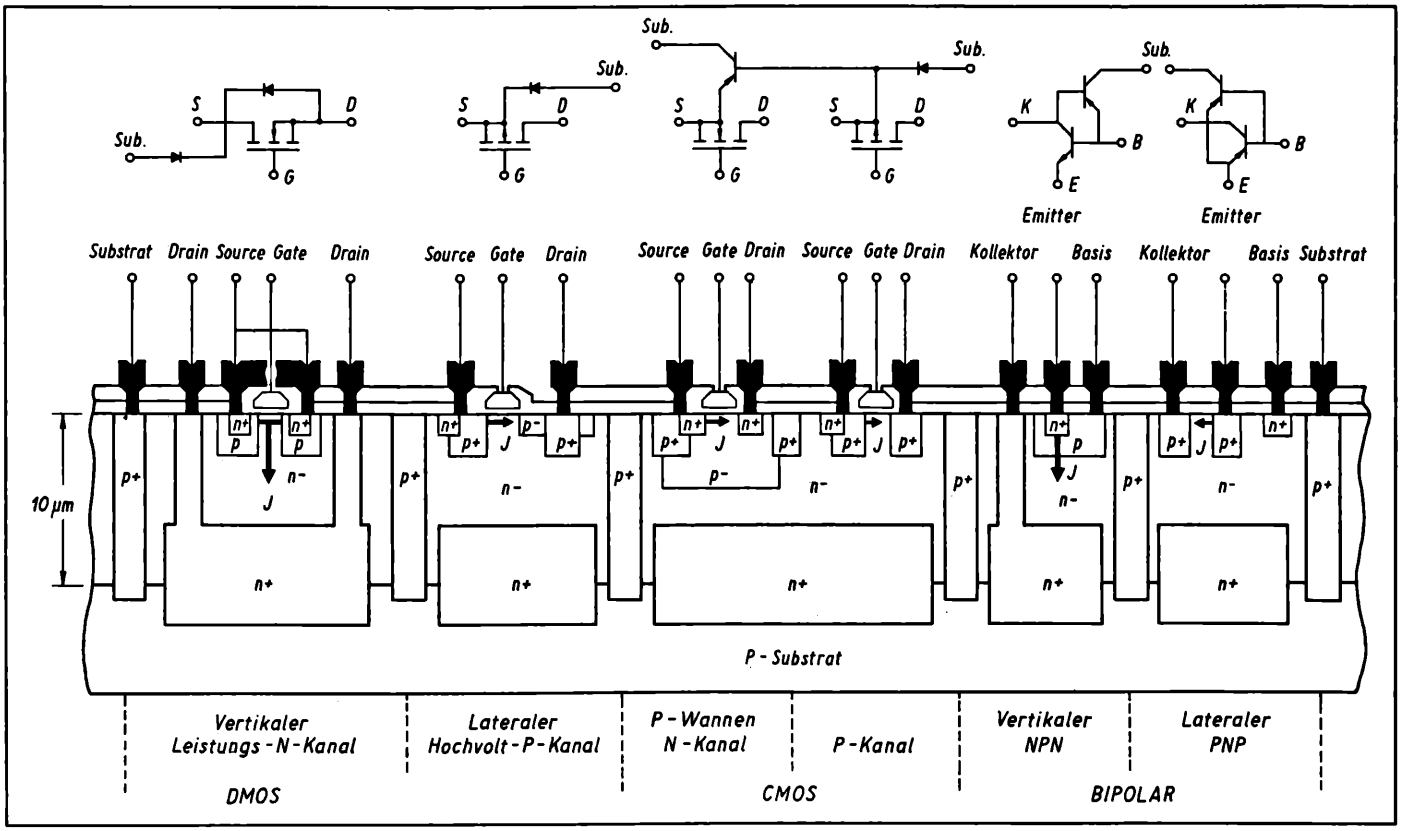


Bild 1. Ersatzschaltbilder und Strukturen von Transistoren in BICMOS-Technologie [5]

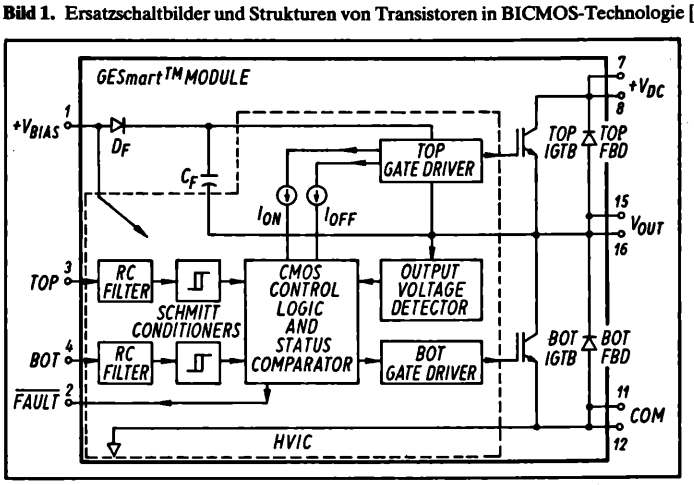
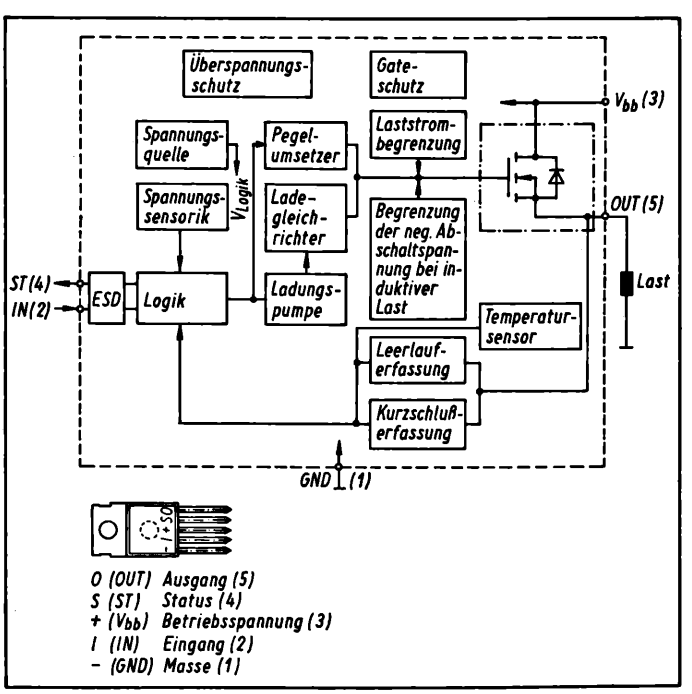


Bild 2. Blockschaltbild eines GESmart™-Moduls [6]



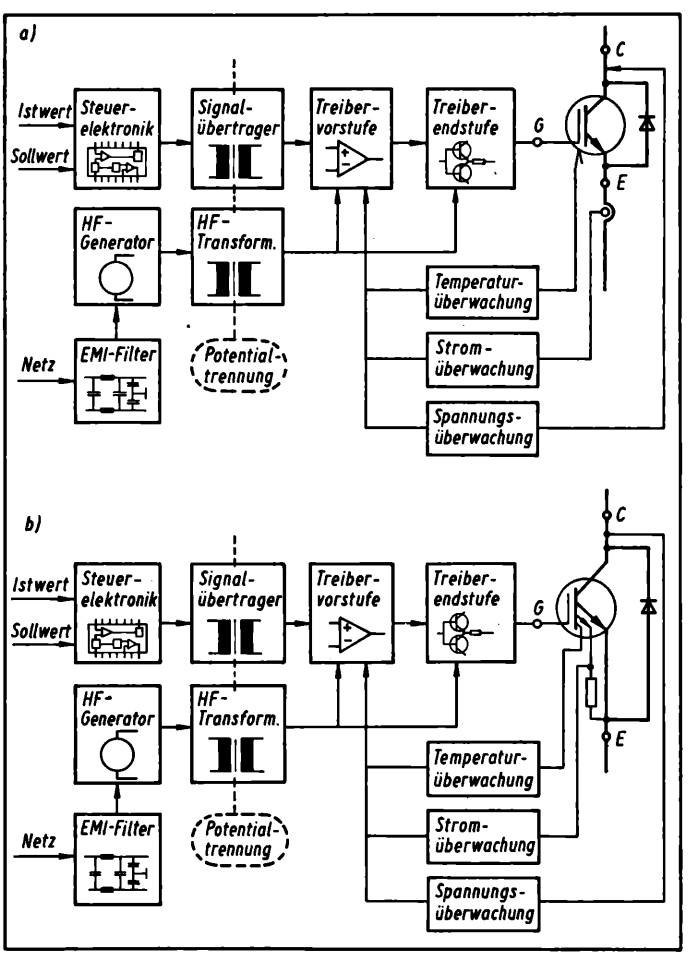


Bild 4. Blockschaltbild eines PROFETs [8]

Bild 3. Blockschaltbild eines intelligenten IGBT-Moduls [7]
a) mit hybridem Temperatursensor
b) mit integriertem Temperatursensor

4. Anwendungsbeispiele

Wichtige Anwendungsbeispiele für SPD sind:

- Die Automobilelektronik für Relaisersatz, Zündschaltungen, ABS, elektronische Kupplung, Motorsteuerungen (z. B. Scheibenwischer), Lenkservo, Dimmersteuerung u. a.
  Die Anforderungen bezüglich Beherrschung der Anlaßvorgänge, von Störspannungen und der EMV ohne Funktionsbeeinträchtigung sind sehr hoch. Die SPD werden deshalb auch bei 12 V-Bordnetzen für Spannungen bis 60 V ausgelegt, während die Ströme etwa 30 A betragen. Überwiegend werden die SPD als High side Switch (Verbraucher einseitig an Masse), aber auch als Low side Switch (SPD einseitig an Masse) oder als Push-Pull Switch (H-Brücke) eingesetzt.
- Die Büroautomatisierung und Kommunikationstechnik mit Spannungen kleiner 36 V und Strömen kleiner 5 A, z. B. für die Ansteuerung von Plotter-, Disketten-, Festplattenantrieben, Positionierantrieben für Schreib-Leseköpfe, Schlitten-Typenrad, Papiereinzug, und -transportantriebe, DC/DC-Wandler, interface circuits).
- Die Industrieelektronik mit Spannungen größer 400 V und Strömen von einigen A bis zu zig A, z. B. für Motorsteuerungen (DC und AC) in der Robotik, für Pumpen und Lüfter usw., Stromversorgungen, Lampen-Vorschaltgeräte, Spannungsregler u. a.
- Die Konsumelektronik mit Spannungen ≦ 400 V und Ströme ≦ 16 A, z. B. für Waschmaschinensteuerung, Steuerung von Heimwerkergeräten, Trocknern, Herden, aber auch zum Einsatz in Audio- und Videoendstufen u. a.

5. Ausblick

Die weitere Entwicklung und Einführung von SPD ist abhängig von den Fortschritten der BICMOS-Technologie, insbesondere von neuen Isolationstechniken und der Ausbeute. Aus heutiger Sicht werden SPD für Leistungen von 5 bis 10 kVA als kostengünstig angesehen. Die monolithische Integration von mehr als einigen Hundert Gatter für Logikfunktion wird bisher als nicht sinnvoll erachtet, komplexe Logikfunktionen werden z. Z. kostengünstiger durch hybride Integration gelöst.
In der zweiten Hälfte der neunziger Jahre werden sich neue Anwendungsbereiche eröffnen und die breite Anwendung von SPD eine Revolution auf dem Gebiet der Leistungselektronik auslösen.

Literatur

[1] *Conrad, H.*: Stand und Tendenzen der Entwicklung von leistungselektronischen Bauelementen. ELEKTRIE Berlin, 43 (1989) 2, S. 51–54.
[2] *Stamberger, A.*: Spannungsgesteuerte bipolare Transistoren (IGBTs) für schnell schaltende Stromrichterventile. Elektroniker (1987) 8, S. 51–58.
[3] *Rischmüller, K.*: Smarties. elektronikpraxis (1987) 6, S. 118–122
[4] GME-Fachbericht 6: BICMOS und Smart Power-Anwendungen, Stand, Perspektiven. Berlin und Offenbach: VDE-Verlag 1990.
[5] *Claus, P.; Kienzler, R.*: Bauelementemodelle für den ASIC-Entwurf in der KFZ-Elektronik in [4], S. 97–102.
[6] *Mac Intyre Jr.; Donald, J.*: GESmart™-Module vereinfachen die Konstruktion von Motorsteuerungen. General Electric Semiconductor. Firmenschrift.
[7] *Bösterling, W.*, u. a.: Module mit IGBT werden intelligent. PCIM'90.
[8] *Rabl, H.*: Motorsteuerung mit SMART-SIPMOS-IC in [4], S. 163–170.

EA 6177

Wir bereiten folgende Themenkomplexe vor:

- Kabel und Leitungen in der Anwendung (Heft 3/91)
- Antriebstechnik im Verkehrswesen (Heft 4/91)
- EMV-Probleme (Heft 5/91)

Vorschläge und Beiträge, Anzeigen und Produktinformationen bitten wir umgehend der Redaktion mitzuteilen.

Die Redaktion

Ansteuereinrichtungen für GTO-Thyristoren

G. Budig, Berlin

In den letzten Jahren hat eine stürmische Entwicklung auf dem Gebiet der Leistungshalbleiterbauelemente stattgefunden. Das betrifft insbesondere die abschaltbaren Bauelemente. Neben ihrer immer größer werdenden Leistung sind neuartige Entwicklungen auf dem internationalen Markt erhältlich, z. B. der abschaltbare GTO-Thyristor (gate-turn-off-thyristor). Der Aufbau gleicht prinzipiell dem des konventionellen Thyristors und hat eine Vierschichtstruktur unterschiedlicher Leitfähigkeit (pnpn) (Bild 1). Unterschieden wird zwischen solchen mit

- p-Emitter-Nebenschlüssen (Anodenshorts) (Bild 1a) und
- Schwermetall-Dotierung (Bild 1b).

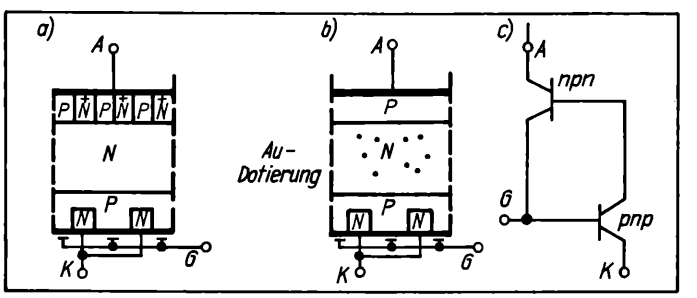


Bild 1. a) GTO mit p-Emitter-Nebenschlüssen; b) GTO mit Schwermetalldotierung; c) Zweitransistor-Modell

Das Ziel dieser unterschiedlichen technologischen Maßnahmen besteht in der Begrenzung der Stromverstärkung des Bauelements, wodurch erst das Ausschalten ermöglicht wird. Erreicht wird das mit den oben angeführten Dotierungen in der anodenseitigen pnp-Struktur, indem entweder anodenseitige (p-Emitter-) Nebenschlüsse oder eine Schwermetalldotierung in der n-Basiszone die Stromrückkopplung begrenzen. Der GTO mit p-Emitter-Nebenschlüssen verliert dadurch sein Rückwärtssperrvermögen. Er hat jedoch gegenüber dem schwermetalldotierten GTO die Vorteile der kürzeren Schaltzeiten und einer kleineren Flußspannung.
In folgenden Punkten unterschiedet sich der abschaltbare vom konventionellen Thyristor:

- stark gegliederte Kathodenfläche mit Streifen geringer Breite, die von Pate-Fingern umgeben sind
- hohe Sperrfähigkeit der Gate-Kathoden-Sperrschicht
- niedriger Flächenwiderstand der p-Basiszone.

Diese Maßnahmen sind notwendig, um das Bauelement abschalten zu können und gleichzeitig den negativen Steuerstrom gering zu halten. Durch die feingegliederte Struktur ist es möglich, auch gateferne Bereiche sicher abzuschalten. Im Bild 1c ist das GTO-(Zweitransistor-) Modell aufgezeigt.
Mit der Verwendung löschbarer Ventile sind eine ganze Reihe von Einsatzfällen verbunden. Neben dem Betrieb in Gleichstromstellern als Haupt- bzw. Löschventil sind diese Elemente auch in Gleichrichtern einsetzbar. Dort sollen sie die Netzrückwirkungen minimieren. Das Hauptanwendungsgebiet liegt jedoch im Bereich der selbstgeführten Wechselrichter. Für den Einsatz der GTO ist von grundlegender Bedeutung, welche Art von Stromrichtern verwendet wird. Bei stromeingeprägten Umrichtern erfolgt die Kommutierung auf der Wechselstromseite. Somit müssen dafür GTO zum

Dipl.-Ing. *Gunther Budig* war Entwicklungsingenieur im Zentrum für Forschung und Technologie des Elektroprojekt und Anlagenbau Berlin.

Tafel 1. Gebräuchliche Begriffe aus dem Bereich der GTO-Abschaltthyristoren

Elektrische Größen	
– Hauptstromkreis	
I_T	Durchlaßstrom
I_{TQRM}	Periodisch abschaltbarer Durchlaßstrom
I_{TQSM}	Nichtperiodisch abschaltbarer Durchlaßstrom
I_{TQT}	Schweifstrom
I_{TRMSM}	Effektiver Durchlaßstrom
I_{TAVM}	Dauergrenzstrom
$I_{T(RC)M}$	Höchstzulässiger periodischer Einschaltstrom
I_{TSM}	Stoßstrom-Grenzwert
$\int i^2 dt$	Grenzlastintegral
$(di/dt)_{cr}$	Kritische Stromsteilheit
I_H	Haltestrom
I_L	Einraststrom
U_D	Spannung in Blockierrichtung Vorwärts
U_{DRM}	Spitzensperrspannung
U_{DP}	Vorwärts-Nadelspannung
U_T	Durchlaßspannung
U_{RRM}	Periodische Rückwärts-Sperrspannung
t_{tmin}	Mindestdauer des Durchlaßstroms
t_{gd}	Oberer Zündverzug
t_{dq}	Typischer Abschaltverzug
t_r	Typische Abfallzeit der Anoden/-Kathodenspannung
t_{fq}	Typische Abschaltfallzeit
t_{tq}	Typische Schweifzeit
t_{gq}	Obere Abschaltzeit
– Steuerkreis	
i_{GT}	Oberer Zündstrom
i_{FG}	Vorwärts – Steuerstrom
i_{FGL}	Durchlaß – Steuerstrom
di_{FG}/dt	Steilheit des Vorwärts-Steuerstroms
U_{LF}	Leerlaufspannung des Steuergenerators
$U_{(TO)}$	Schleusenspannung
U_{GT}	Obere Zündspannung
i_{RG}	Rückwärtssteuerstrom
i_{RGM}	Rückwärts – Spitzensteuerstrom Steuergenerator
i_{GEN}	Steuergenerator – Spitzensteuerstrom
U_{LR}	Leerlaufspannung des Steuergenerators für den Rückwärtssteuerstrom
U_{RG}	Rückwärts – Steuerspannung
U_{RGM}	Rückwärts – Spitzensteuerspannung

Einsatz kommen, die die Sperrspannung aufnehmen können. Das sind schwermetall-dotierte GTO. Andernfalls ist es erforderlich, zum abschaltbaren Ventil eine Diode in Reihe zu schalten. Für spannungseingeprägte Umrichter sind Schalter erforderlich, die in beiden Richtungen leitfähig sind. Üblicherweise wird den Schaltern antiparallel eine Freilaufdiode parallelgeschaltet. Der wesentliche Vorteil der abschaltbaren Ventile besteht darin, daß die bei Einsatz der konventionellen Thyristoren erforderlichen, aufwendigen Kommutierungsschaltungen entfallen.

Weiterhin werden die erforderlichen Energiespeicher kleiner. Und zwar deshalb, weil mit höheren Frequenzen als bei konventionellen Thyristoren gearbeitet werden kann. Derzeit stehen GTO-Thyristoren bis zu Spannungen $U_{DRM} = 4500$ V und abschaltbaren Strömen $I_{TCM} = 3000$ A zur Verfügung. Das Anwendungsgebiet ist im Leistungsspektrum oberhalb dem der Transistoren angesiedelt. Vorzüge gegenüber bipolaren Transistoren:

– höhere Schaltleistung, – höhere Sperrspannung, – kurzzeitige Stromüberlastbarkeit, – Möglichkeit der Impulsansteuerung (geringere Schaltleistungen als Transistoren vergleichbarer Leistung). In der Tafel 1 sind die gebräuchlichen Begriffe für GTO-Thyristoren zusammengestellt.

1. Ansteuereinrichtungen

Die Ansteuereinrichtung für GTO hat vergleichbare Aufgaben wie die für Transistoren. Der wesentliche Unterschied gegenüber herkömmlichen Thyristoren besteht darin, daß ein negativer Steuerimpuls für den Ausschaltvorgang bereitgestellt werden muß. Die Aufwendungen für die Ansteuerung werden größer als die für konventionelle Thyristoren. Neben der Ansteuerimpulsbereitstellung ist durch die Ansteuereinrichtung die Potentialtrennung zwischen Informationselektronik und Leistungselektronik zu realisieren. Für die galvanische Trennung von Leistungskreis und informationsverarbeitender Elektronik sind grundsätzlich zwei Varianten möglich. Erstere trennt die Informationselektronik auf der Eingangsseite der Ansteuereinrichtung, so daß diese auf dem Potential des Leistungskreises arbeitet. Die zweite Variante trennt das Bauelement und die Ansteuereinrichtung. Das kann über einen magnetischen Übertrager erfolgen. Kriterien für die Wahl der Trennstelle sind:

- die zu schaltenden Ströme
- verfügbare Schaltelemente
- verfügbare Übertrager
- gewähltes Schutzkonzept.

Die prinzipiellen Möglichkeiten der Ansteuerimpulsübertragung sind im Bild 2 dargestellt. Für die weiteren Betrachtungen interessiert im wesentlichen die Potentialtrennung zwischen der Ansteuereinrichtung und der Informationselektronik. Die Möglichkeit der Signalübertragung über Lichtwellenleiter sei an dieser Stelle nur angedeutet. Die Trennung vor der Ansteuereinrichtung kann auf zwei Wegen erfolgen: durch die magnetische und durch eine optische Kopplung. Im Bild 3 ist die prinzipielle Gestaltung einer Ansteuereinheit aufgezeigt. Daraus ist zu ersehen, daß zwei Steuerspannungen erforderlich sind.

Darüber hinaus kann in Abhängigkeit vom gewählten Schutzkonzept ein aktiver Bauelementeschutz realisiert werden, z. B. durch die Stromerfassung an dem zur Treiberschaltung gehörenden Bauelement. Die zur Impulsbildung notwendigen Versorgungsspannungen werden durch zwei Stromversorgungsmodule bereitgestellt (Bild 3). Die Anforderungen an Stromanstieg und Amplitude der GTO-Steuerströme sind für diese Bauelemente höher als für konventionelle Thyristoren. Darüber hinaus ist für den abschaltbaren Thyristor ein Dauerzündstrom bereitzustellen. Dieser hat die Aufgabe, alle Elemente der voneinander getrennten Teilflächen am Leitprozeß zu beteiligen. Relevant ist dieser Mechanismus insbesondere dann, wenn der Durchlaßstrom unter den Haltestrom des Bauelements absinkt und anschließend wieder größer wird. Damit wären automatisch Stromeinschnürungen verbunden, die zur Zerstörung der stromführenden Teilflächen führen.

Bei der Konzipierung einer Ansteuereinrichtung sind deshalb entsprechend dem zu verwendenden Bauelement eine Reihe von Forderungen zu erfüllen, die ein sicheres Schalten des Bauelements ermöglichen sollen. Für jedes Bauelement sind folgende Parameter für den Gatekreis einzuhalten:

- Stromanstiegsgeschwindigkeit
- Gatestromamplitude
- Dauerzündstrom
- zulässige Zünd- und Löschspannungen.

An dieser Stelle sei darauf verwiesen, daß eine Überschreitung der in den Datenblättern angegebenen Ansteuerspannungen U_{LF} und U_{LR} zur Zerstörung des Bauelements führen kann. Die Einhaltung von Stromanstiegsgeschwindigkeit, Gatestromamplitude und Dauerzündstrom ermöglicht nicht nur ein sicheres Schalten, sondern auch eine Verlustminimierung.

2. Einschaltvorgang

In Analogie zum konventionellen steuerbaren Ventil sind GTO-Thyristoren über einen positiven Steuerimpuls einzuschalten. Um das Einschalten sicher und verlustarm zu gestalten, ist dem Bauelement ein Einschaltimpuls definierter Amplitude und Steilheit anzubieten. Der GTO besteht aus zahlreichen einzelnen Emitterinseln mit diese umgebende Gate-Strukturen. Jede Struktur bildet eine Art GTO. Zur sicheren Ansteuerung aller ist es zweckmäßig, einen kräftigen Einschaltimpuls bereit zu stellen. Dieser Anfangszündstrom sollte das 3- bis 5fache des Nennzündstromes I_G betragen. Empfohlene Stromanstiegsgeschwindigkeiten liegen in der Größenordnung von 5 bis 10 A/µs. Diese Werte streuen für einzelne Bauelementetypen. Darüber hinaus sind sie abhängig von den zu schaltenden Strömen. Der Einschaltstrom eines GTO hat einen Verlauf, der dem im Bild 4 dargestellten prinzipiell gleicht. Dort ist zu sehen, daß ein kräftiger Einschaltstromstoß realisiert wird und anschließend ein Dauerzündstrom über die gesamte Dauer des Leitprozesses aufrecht erhalten wird.

Die Höhe des positiven Steuerstroms und dessen Anstiegsgeschwindigkeit di_{fg}/dt werden maßgeblich die Einschaltgeschwin-

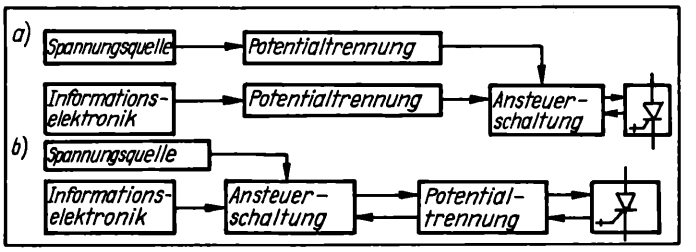


Bild 2.a) Potentialtrennung zwischen Informationselektronik und Ansteuereinrichtung (Prinzipschaltbild); b) Potentialtrennung zwischen Ansteuereinrichtung und Leistungsbauelement (Prinzipschaltbild).

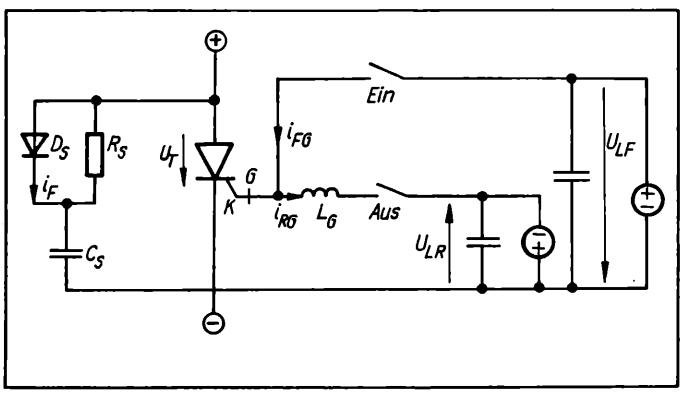


Bild 3. Ansteuereinrichtung mit positiver und negativer Steuerspannung (Prinzipschaltung)

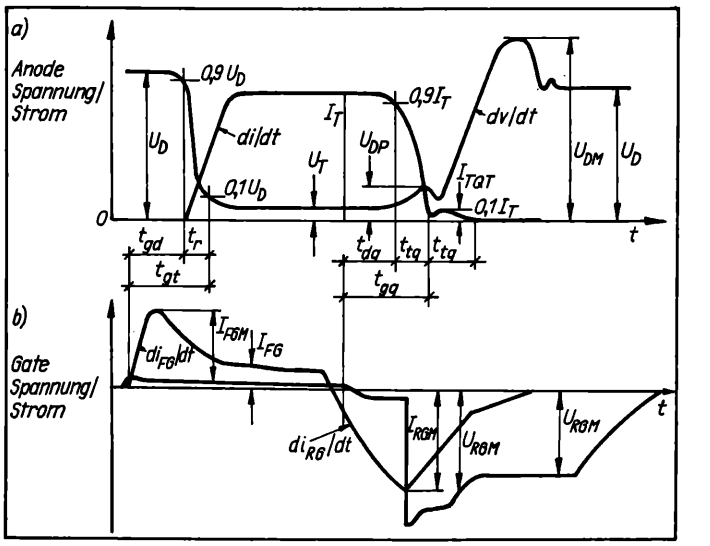


Bild 4. Strom- und Spannungsverläufe am GTO beim Ein- und Ausschalten. a) Anodenstrom (Durchlaßstrom) und AK-Spannung; b) Gate-Strom und Gate-Spannung

digkeit des GTO beeinflussen. Mit größer werdender Stromsteilheit und Amplitude sinken
- Zündverzugszeit t_{gd}
- Einschaltverluste und
- Spannungsfallzeit.

So erfordert die Auslegung des Ansteuerkreises größte Sorgfalt bzgl. Dimensionierung und Konstruktion. Zum einen sollen die GTO-spezifischen Parameter realisiert werden, zum anderen müssen sich die Verluste der Ansteuereinrichtung in Grenzen halten. Wichtig ist insbesondere bei stark induktiven Lasten, daß der Zündimpuls ausreichend lang ist und somit ein sicheres Einschalten ermöglicht wird. Der nach Ablauf der Zündverzugszeit t_{gd} fließende Durchlaßstrom i_T sollte größer als der Einraststrom i_L sein. Ist der Durchlaßstrom kleiner, wird der GTO ausgehen, bzw. kommt es zu Stromeinschnürungen und damit verbunden zu örtlichen Überhitzungen des Halbleiters. Diesem Effekt wird durch einen Dauerimpuls entgegengewirkt.

Infolge der feingegliederten Gatestruktur haben GTO-Thyristoren eine hohe kritische Stromsteilheit. Es erscheint nicht sinnvoll, $\frac{di_T}{dt}$ beliebig groß zu wählen, denn damit steigen wiederum die Verluste. Je flacher der Anstieg des Anodenstromes i_T ist, um so kleiner wird das Produkt aus Strom und Spannung. Hier ist ein Optimum zu finden. Die Freilaufdiode und die RCD-Beschaltung steuern einen Anteil zur Einschaltverlustleistung bei (Bild 5). Die Freilaufdiode belastet den GTO beim Einschalten mit ihrer Rückstromspitze i_{RM} (Bild 6). Die Amplitude und die Zeitdauer für die Rückwärts-Erholphase der Diode bestimmen die Belastung des GTO mit. Die Freilaufdiode überbrückt die Last, solange sie ihre Sperrfähigkeit nicht erreicht hat. Damit treten erhebliche Stromsteilheiten am Bauelement auf, zumal die strombegrenzenden Induktivitäten im Lastkreis so gering wie möglich gehalten werden sollten, um die Spannungsbeanspruchung des Bauelements beim Ausschalten zu minimieren. Die Ladung des Beschaltungskondensators C_s wird während der Einschaltzeit über den Entladewiderstand R_s und den GTO abgebaut. Es ist unter allen Umständen abzusichern, daß dieser Kondensator C_s während der Einschaltphase entladen wird. Als gebräuchlicher Richtwert für die Dimensionierung des Entladewiderstandes gilt:

$$R_s \leqq \frac{t_i\, min}{4\, C_s}. \qquad (1)$$

Auf Grund der relativ hohen Betriebsfrequenzen ist mit erheblichen Verlusten im Beschaltungswiderstand zu rechnen. Diese Verluste steigen in dem Maße, wie die Frequenz steigt und die Einschaltzeiten kleiner werden, denn damit wird auch der Beschaltungswiderstand R_s kleiner. Die Verluste sind durch „verlustfreie Beschaltungen" zu reduzieren. Diese ihrerseits sind jedoch aufwendig. Die eigentliche Ansteuerschaltung besteht aus einer Spannungsquelle und einem geeigneten Schaltelement (Bipolartransistor, MOS-Transistor). Die positive Steuerspannung U_{LF} liegt in der Größenordnung zwischen 8 und 24 V. Für einen GTO mit einem periodisch abschaltbaren Strom von $I_{TQRM} = 100$ A kann man von einem oberen Zündstrom $I_{GT} < 1$ A ausgehen. Mit der maximalen Stromüberhöhung (Overshoot) sollten Ströme bis zum 8-fachen Einschaltstrom erreichbar sein. Daraus resultieren folgende Forderungen für den Einschaltkreis:
- geringer ohmscher Widerstand
- kleine Leitungsinduktivität
- geringer Spannungsabfall über dem Steuerstromschalter.

Kommt ein Bipolar-Transistor zum Einsatz, so ist dieser voll in die Sättigung zu treiben. Nicht zu vergessen ist die Spannungsquelle, die durch einen geeigneten Kondensator abgestützt sein muß. Deren Eigeninduktivität sowie die der Leitungen muß klein sein, um die erforderliche Steilheit des Stromimpulses realisieren zu können. Das ist noch wichtiger für den Ausschaltkreis.

3. Ausschaltvorgang

Um den GTO-Thyristor ausschalten zu können, sind zwei Wege möglich: Er ist abschaltbar wie ein konventioneller Thyristor, oder er wird mit einem kräftigen negativen Gatestrom ausgeschaltet. Im folgenden wird letzterer betrachtet. Zum Abschalten ist eine negative Leerlauf-Steuerspannung in der Größenordnung $U_{LR} = 10$ bis 18 V üblich. Diese Spannung darf am GTO den angegebenen Wert für die Rückwärtssteuerspannung U_{RGB} nicht überschreiten. Andernfalls kommt es zur Zerstörung der Struktur.

Um den GTO auch unter extremen Belastungsfällen sicher abschalten zu können, ist es zweckmäßig, einen negativen Spitzensteuerstrom bereitzustellen, der bis zum 1,5-fachen Wert des in den Datenblättern angegebenen Wertes betragen sollte.

$$i_{GEN} = 1{,}5\, i_{RGM} \qquad (2)$$

Der erforderliche negative Steuerstrom ergibt sich aus der Stromverstärkung des jeweiligen Bauelements. Diese Verstärkung V_Q wird nach (3) bestimmt, zu

$$V_Q = \frac{i_T}{i_G}. \quad (3)$$

In Abhängigkeit vom eingesetzten GTO-Typ wird diese Verstärkung unterschiedlich ausfallen. Ein typischer Wert ist $V_Q = 3$. Je größer sie ausfällt, um so leichter wird der Schalter für den Anwender handhabbar, denn mit größer werdender Verstärkung sinken die Aufwendungen für die Ansteuereinheit. Das Ziel muß sein, eine Ansteuereinheit zu konzipieren, die in der Lage ist, das Leistungsbauelement schnell zu schalten. Das betrifft nicht nur Einschalten, sondern auch Ausschalten. Damit erwachsen für den negativen Steuerstrom folgende Anforderungen:

- Anstieg des negativen Steuerstroms in der Größenordnung $di/dt \geqq 15\ A/\mu s$, in Abhängigkeit vom zu schaltenden Strom
- negative Stromamplitude etwa 1/3 des Laststroms.

Amplitude und Anstieg des negativen Steuerstroms i_{RGM} bestimmen im wesentlichen die Abschaltverzugszeit t_{dq}. Das ist die Zeit, die zwischen dem Anlegen eines sprungförmigen Ausschaltimpulses am Gate des GTO und dem Abnehmen des Durchlaßstroms vergeht (Bild 4). Darüber hinaus wird der Löschvorgang durch folgende Größen bestimmt:

- abzuschaltender Durchlaßstrom
- Sperrspannung in Blockkierrichtung
- Sperrschichttemperatur.

Der Abschaltvorgang selbst wird durch eine negative Steuerspannung U_{LR} eingeleitet. Es bildet sich ein negativer Steuerstrom i_{RG} entsprechend dem fließenden Durchlaßstrom i_T aus (Bild 4). Wird davon ausgegangen, daß der Stromanstieg konstant ist, so wachsen mit steigendem Durchlaßstrom die Speicherzeit t_{dq} und die Amplitude des Gatestromes i_{RGM}. In der Speicherzeit sind am Durchlaßstrom keine Veränderungen zu bemerken. Es ist jedoch infolge der Stromeinschnürung am Kathoden-Emitter eine Erhöhung der Durchlaßspannung U_T feststellbar.

Die Amplitude des Stroms sollte nicht durch den Ansteuerkreis begrenzt werden. Für den Anstieg des Ausschaltstroms sind die parasitären Induktivitäten des Ansteuerkreises von entscheidender Bedeutung. Der Anstieg des negativen Gatestromes erfolgt mit der Steilheit

$$\frac{d_{iRG}}{dt} = \frac{U_{LR}}{L_G}. \quad (4)$$

Die im Kreis vorhandenen Induktivitäten und diejenigen der verwendeten Bauelemente sowie die Schaltzeiten der verwendeten Ansteuerbauelemente bestimmen in entscheidendem Maße die realisierbaren Schaltgeschwindigkeiten. Andererseits ist im Ansteuerkreis eine Induktivität vorzusehen, welche die Aufgabe hat, ein abruptes Abreißen des Steuerstroms bei Erlangung der Sperrfähigkeit des GTO zu verhindern. Somit wird gesichert, daß die Ladungsträger aus dem anodenseitigen p-n-Übergang zur Kathode hin abfließen können.

In dem Moment, in dem der Durchlaßstrom abklingt, reißt der Gatestrom ab. Es schließt sich die sogenannte Fallzeit t_{fq} an. Jene Zeit, in der der Durchlaßstrom von 90 % bis auf 10 % seines Wertes absinkt (Bild 4). In diesem Zeitraum werden Ladungsträger aus dem mittleren p-n-Übergang abgesaugt, und ein Teil des Durchlaßstroms wird von den über das Gate abfließenden Ladungsträgern getragen. Somit bildet sich eine immer breiter werdende Raumladungszone am mittleren p-n-Übergang aus. Dieser Übergang nimmt auf diese Weise eine ständig wachsende Sperrspannung auf. Hier spielt die äußere Beschaltung für den Verlauf von Strom und Spannung eine entscheidende Rolle. Während dieser Zeit kommutiert der Durchlaßstrom auf den parallelgeschalteten Kondensator in dem Maße, wie die GTO-Spannung zunimmt. Die Steilheit des Spannungsanstiegs wird durch diesen Kondensator maßgeblich mitbestimmt. Der Durchlaßstrom durch den GTO sinkt rasch bis auf einen Reststrom ab, der in der Literatur als Nachstrom bezeichnet wird (Bild 4).

Der Nach- oder auch Schweifstrom I_{TQT} wird von den in den Basiszonen (Zweitransistormodell) verbleibenden Ladungsträgern hervorgerufen. Den weitaus größten Anteil hat daran die n-Basiszone. Mit dem Abklingen des Nachstroms ist der Abschaltvorgang

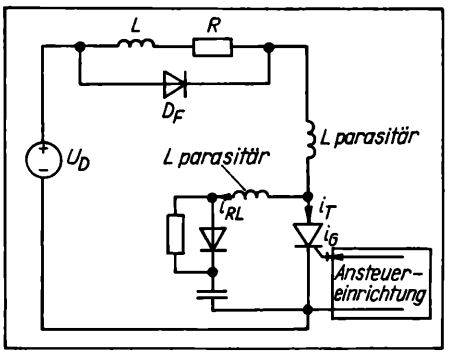


Bild 5. Leistungskreis mit Freilaufdiode und RCD-Entlastungsschaltung

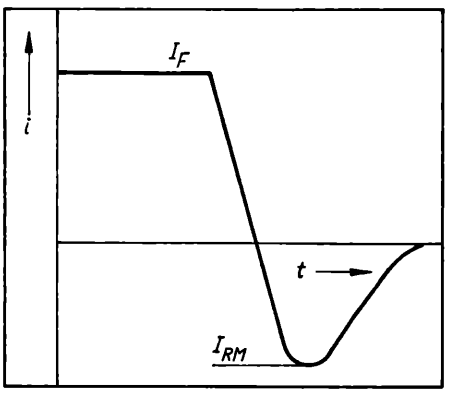


Bild 6. Abschaltvorgang der Freilaufdiode

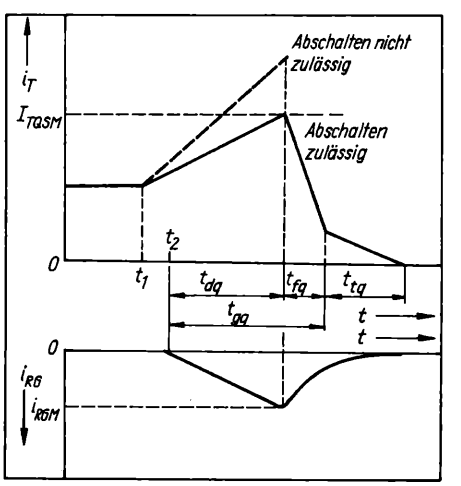


Bild 7. Überstromschutz von abschaltbaren Thyristoren

beendet. In diesem Augenblick hat der Beschaltungskondensator C_s maximale Spannung angenommen. Damit sperrt die Beschaltungsdiode. Um ein weiches Abreißen zu garantieren, sollte eine Soft-recovery-Diode eingesetzt werden. Mit deren Hilfe können die an den parasitären Leitungsinduktivitäten auftretenden Spannungsspitzen in Grenzen gehalten werden. Darüber hinaus werden durch einen steilen Abriß elektromagnetische Einstreuungen verursacht. Diese können im ungünstigsten Fall die Ansteuerung beeinflussen. Um die Spannungsbeanspruchung des GTO so gering wie möglich zu halten, ist darauf zu achten, daß die im Kreis auftretenden Induktivitäten so gering wie möglich ausfallen. Deren Zusammensetzung ist folgendermaßen erklärbar:

- Induktivitäten der Leitungsführung
- Eigeninduktivität der Kondensatoren
- induktives Verhalten der Beschaltungsdiode.

Die Dimensionierungsrichtlinie für die Beschaltungskondensatoren erfolgt bekanntlich auf der Grundlage des maximal zulässigen, einmaligen Abschaltstroms I_{TGQ} und des höchstzulässigen (du/dt).

$$C_s = \frac{I_{TGQ}}{(du/dt)_{zul.}} \quad (5)$$

Um einen Gateimpuls ausreichender Steilheit und Amplitude bereitstellen zu können, ist neben den zu minimierenden Leitungsinduktivitäten und eines minimalen ohmschen Widerstandes auf die

Verwendung geeigneter Stützkondensatoren zu achten. Der Spannungseinbruch an den Kondensatoren sollte 20 % nicht überschreiten, um seiner Funktion als Konstantspannungsquelle gerecht zu werden. Aus der Beziehung ergibt sich für die Abschaltzeit

$$t_{gq} = \frac{2 \cdot I_G}{\mathrm{d}i_g/\mathrm{d}t} = t_{dq} + t_{fq} \,. \tag{6}$$

Für die Bereitstellung des Steuerstroms wird dem Kondensator während dieser Zeit die Ladung ΔQ entzogen.

$$\Delta Q = \frac{\hat{I}_G \cdot t_{gq}}{2} \tag{7}$$

Daraus ergibt sich eine minimal notwendige Kondensatorkapazität C_g

$$C_g = \frac{\Delta Q}{\Delta U} = \frac{\hat{I}_G^2}{\Delta U \cdot \mathrm{d}i_G/\mathrm{d}t} \,. \tag{8}$$

Die zulässigen Spannungseinbrüche liegen in der Größenordnung um 2 V. Daraus resultieren in Abhängigkeit von den abzuschaltenden Strömen recht beachtliche Stützkapazitäten.

4. Bauelementeschutz

Breiten Raum sollte beim Entwurf eines GTO-bestückten Erzeugnisses der Schutz einnehmen. Dessen Konzept muß vor Beginn des Treiberentwurfs feststehen. An dieser Stelle soll ausschließlich auf die Strom- bzw. Überstrombelastung des Bauelements eingegangen werden. Es geht also um Ströme, die größer sind als der betriebsmäßig zu führende Strom. Für einen entsprechenden Schutz kann zwischen zwei Formen unterschieden werden:
- aktiver Schutz
- passiver Schutz.

4.1. Aktiver Bauelementeschutz

Der aktive Schutz beinhaltet, daß das Bauelement in der Lage ist, einen zulässigen Durchlaßstrom i_T abzuschalten. Dazu muß ein betriebsmäßig nicht vorgesehener Strom als solcher erkannt, das daraus abgeleitete Signal in einer hinreichend kurzen Zeit erfaßt und verarbeitet sowie ein negativer Steuerimpuls durch die Ansteuereinrichtung ausgelöst werden. Diese Zeit $t_2 - t_1$ (Bild 7) soll als Reaktionszeit bezeichnet werden. Nach Einsetzen des negativen Steuerimpulses vergeht die Abschaltzeit t_{gq}. Der Durchlaßstrom darf in der Reaktionszeit (plus der Abschaltverzugszeit t_{dq}) nicht über seinen einmalig abschaltbaren Strom ansteigen (Bild 7). Um das Bauelement vor Zerstörung zu schützen, ist für den Kurzschlußfall eine Induktivität vorzusehen. Diese hat die Aufgabe, den Anstieg des Fehlerstroms zu begrenzen. Aus Bild 7 kann entnommen werden, daß sich neben dem Durchlaßstrom auch der Gatestrom zur Fehlerstromerfassung eignet. Dazu wird der Gatestrom während des Ausschaltvorganges überwacht. Überschreitet dieser eine bestimmte Amplitude bzw. eine gewisse Stromflußdauer, kann davon ausgegangen werden, daß der GTO nicht mehr abzuschalten ist. In dem Fall ist das Bauelement unverzüglich durchzusteuern. Damit kann eine Zerstörung verhindert werden, denn mit der Durchsteuerung wird eine Stromeinschnürung in der Struktur umgangen. Um diesen Schutz wirkungsvoller realisieren zu können, wäre jedoch eine Kombination aus aktivem und passivem Schutz vonnöten.

4.2. Passiver Bauelementeschutz

Für den passiven Bauelementeschutz muß der Fehlerstrom vom Leistungsbauelement ferngehalten werden. Oder er wird so begrenzt, daß er den Stoßstrom-Grenzwert nicht überschreitet. Dafür gibt es verschiedene Lösungen: Anordnung einer Überstromsicherung vor dem zu schützenden Bauelement oder Vorbeileiten des Kurzschlusses am zu schützenden Bauelement. Das könnte z. B. in U-Wechselrichtern mittels Kurzschließers geschehen. Der Kreis, in dem der Kurzschließer eingeordnet ist, ist induktionsarm auszuführen. Darüber hinaus ist er in unmittelbarer Nähe der Spannungsquelle anzuordnen. Somit wird der Kurzschließer einen Großteil des Fehlerstroms übernehmen. Um die Strombelastung der einzelnen Bauelemente in Grenzen zu halten, werden zweckmäßigerweise alle Elemente durchgesteuert. Für diese Schutzart ist eine Energieabschaltung vom Eingang her abzusichern. Das geschieht mit einem Schalter im Längszweig des Zwischenkreises. Ebenso wie beim aktiven Schutz ist bei der Form des passiven Schutzes auf minimale Reaktionszeiten sowohl der Informationselektronik als auch der Treiberschaltung zu achten. Dazu ist es notwendig, daß die Ansteuereinrichtung aus jedem beliebigen Zustand in den Zustand „Ein" übergehen kann.

Literatur

[1] *Ginsbach, K.-H.:* Die steuerbare Siliziumzelle (Thyristor). Elektrotechnik und Maschinenbau 82 (1965) 8, S. 369–374

[2] *Bösterling, W.; Ludwig, H.; Schimmer, R.; Tscharn, M.:* Praxis mit dem GTO. Teil 1, elektrotechnik 64 (1982) 24, S. 16–21

[3] *Bösterling, W.; Ludwig, H.; Schimmer, R.; Tscharn, M.:* Praxis mit dem GTO. Teil 2, elektrotechnik 65 (1983) 4, S. 14–17

[4] *Sakurada, S.; Ikoda, Y.:* Neue Entwicklung bei GTO-Thyristoren. Elektronik 20 (1984) 10, S. 96–98

[5] *Graffert, H.:* Ansteuerung von Gate-Turn-Off-Thyristoren. Elektronik-Applikation 22 (1986) 11, S. 87–92

[6] *Akira Honda:* Optimierte Ansteuerschaltungen für GTO-Thyristoren. Elektronik 20 (1984) 10, S. 111–115 und Elektronik 21 (1984) 10, S. 91–96

EA 6001

ABB informiert

in der Zeitschrift ABB-Technik mit wissenschaftlich-technischen Aufsätzen in den Heften 4/90 und 5/90 u. a. über

- **Digitale Antriebstechnik mit Drehstrommotoren variabler Drehzahl**
  Umrichtergespeiste Drehstromantriebe mit variabler Drehzahl verdanken den zunehmenden Erfolg ihren überlegenen technischen und betrieblichen Eigenschaften, ihrer guten Anpaßbarkeit und nicht zuletzt ihren gesamtwirtschaftlichen Vorteilen.
- **Elektronische Stufenschalter für die Bahnstromversorgung**
  Viele Bahnverwaltungen stehen heute vor der Aufgabe, ihr Stromversorgungsnetz zu modernisieren und zu erweitern. Um die schnellen Laständerungen bewältigen zu können, wählten die norwegischen Staatsbahnen für ihre Transformatorenstationen einen neuen von ABB entwickelten elektronischen Stufenschalter
- **Betriebs- und Ausbauplanung von Industrienetzen auf dem Computer**
  Bei Planung und Betrieb elektrischer Energienetze von Industrieanlagen sind in bezug auf Flexibilität, Bedienerfreundlichkeit, Sicherheit und Versorgungszuverlässigkeit besonders hohe Anforderungen zu erfüllen. Ingenieurleistungen, die im Planungsstadium gezielt eingesetzt werden, helfen mit, die verlangten Netzeigenschaften zu erreichen.
- **Die modulare Baureihe der ABB-Dampfturbinen mit Zwischenüberhitzung**
  Flexibilität bezüglich der Anforderungen der Betreiber, hohe Verfügbarkeit, niedriger Wärmeverbrauch und kurze Lieferzeiten waren die Hauptziele bei der Entwicklung einer modularen Reihe von Dampfturbinen mit Zwischenüberhitzung für konventionelle Dampfkraftwerke. Ihre Leistung erstreckt sich von 100 bis etwa 1000 MW.
- **Baureihe HXR – der neue Euro-Motor im Leistungsbereich von 200 bis 1400 kW**
  Oberflächengekühlte Drehstrom-Käfigläufermotoren werden seit vielen Jahrzehnten zum Antrieb von Pumpen, Lüftern, Kompressoren und anderen Arbeitsmaschinen eingesetzt. Sie zeichnen sich durch eine einfache Konstruktion, hohe Zuverlässigkeit und einen niedrigen Preis aus.
- **Schnelle Lichtbogenwächter mit faseroptischer Signalübertragung**
  Lichtbogenwächter schützen Personal und Ausrüstungen in elektrischen Innenraumanlagen vor Störlichtbögen. ABB hat leistungsfähige Lichtbogenwächter entwickelt, die entweder fest installiert werden oder als Hilfsmittel bei Reparatur- und Wartungsarbeiten dienen.

Die Redaktion EK 4303
Nach: ABB-Information Nr. 69 und 78.

Reaktanz der Halbleiterscheibe

I. Mačuga, Trnava, ČSFR

Die Erforschung der unter dem Einfluß des außenmagnetischen Feldes stehenden Halbleitereigenschaften bleibt eine nicht nur interessante sondern auch ständig aktuelle Problematik. Der vorliegende Beitrag untersucht den Einfluß des stationären magnetischen Feldes auf eine Halbleiterscheibe, in der ein elektrisches Drehfeld hervorgerufen wird. Die Halbleiterscheibe schiebt unter diesen Bedingungen den Strom gegen die Spannung im Wechselstromkreis, sie stellt eine Impedanz induktiven oder kapazitiven Charakters dar.

1. Versuchsdurchführung

Für Experimente wurde als Meßprobe eine Halbleiterscheibe aus Monokristall InSb nach der Methode von *Czochralski* gefertigt. In der auf die Achse des Monokristalls InSb senkrechten Ebene wurden kleine 1-mm-dicke Platten abgeschnitten, die als Ausgangswerkstoff für die Herstellung der Scheibe dienten. Die Geometrie der Scheibe ist für kleinere Durchmesser mit Hilfe der Ultraschallschneidmaschine, für größere mit Hilfe von Schleifen des Scheibenumfangs auf spezieller Rotationsvorrichtung erzielt worden. Anschließend wurde die Scheibenoberfläche mit Schleifpaste feingeschliffen. Die geforderten Flächen für die Indiumkontakte wurden genau begrenzt und an diese die Kupferleiter angeschlossen. So sollte sichergestellt werden, daß sich auf dem Übergang vom Metall zum Halbleiter kein Gleichrichtereffekt entwickeln kann. Die ersten Messungen erfolgten auf den 6-Kontakt-Halbleiterscheiben verschiedener Durchmesser.

Parameter der Scheiben:

- Halbleiterwerkstoff InSb
- Konzentration $n = 8 \cdot 10^{16}\,\mathrm{cm}^{-3}$
- Elektronenbeweglichkeit $b_n = 5{,}7 \cdot 10^4\,\mathrm{cm}^2/\mathrm{Vs}$
- Meßtemperatur 300 K

Die Schaltung ist im Bild 1 dargestellt.

Die erforderliche Speisespannung wurde unter Verwendung eines dreiphasigen Transformators Tr mit sechsphasigem Austritt auf der Sekundärseite gewonnen und über zwei dreiphasige in Reihe geschaltete Autotransformatoren AT_1 und AT_2 geregelt (Meßfrequenz 50 Hz). Die Einhaltung der Größe des Speisestroms in den einzelnen Strängen wurde mit den Amperemessern A_1 bis A_6 kontrolliert. Bei dieser Speisungsart wird in der Halbleiterscheibe ein elektrisches Drehfeld gebildet, das mit der Winkelgeschwindigkeit ω in der Scheibe rotiert. Dabei kann auf den Scheibenrandstellen zwischen den Kontakten die Form dieses Feldes ellipsen- oder oszillationsförmigen Verlauf haben. Die Scheibe wurde zwischen den Polen des Elektromagneten EM so angeordnet, daß der Vektor der magnetischen Induktion B senkrecht auf die Scheibenebene gerichtet ist. Größe und Phasenverschiebung der Impedanz der Halbleiterscheibe wurden oszilloskopisch gemessen. Mit Hilfe eines Zweistrahl-Oszilloskops wurden die sinusförmigen Verläufe am Widerstand R_2 und an den Kontakten, z. B. 2 und 5, dargestellt. Die Spannung wurde mit Hilfe eines Elektronenröhrenvoltmeters eV gemessen.

2. Meßergebnisse

Im Bild 2 ist die Phasenverschiebung der Impendanz φ in Abhängigkeit von der Größe der magnetischen Induktion B für die bezeichneten Richtungen der Umdrehung des Vektors der elektrischen Feldstärke E dargestellt. Es ist festzustellen, daß bei Änderung der Richtung des magnetischen Feldes B oder bei der Richtungsänderung des Vektors des elektrischen Drehfeldes E die Phasenverschiebung der Impedanz vom induktiven zum kapazitiven Charakter und umgekehrt geändert wird. Im Bild 3 ist der Verlauf der Impedanzgröße $Z = f \cdot B$ für verschiedene Richtungen der Umdrehung des Vektors E dargestellt.

Diese sehr interessanten Ergebnisse können auch theoretisch bestätigt werden. Die mathematische Beschreibung der experimentalen Halbleiterscheibe mit einer endlichen Anzahl von Kontakten wäre jedoch zu anspruchsvoll. Der Ausdruck für die Impedanz ist

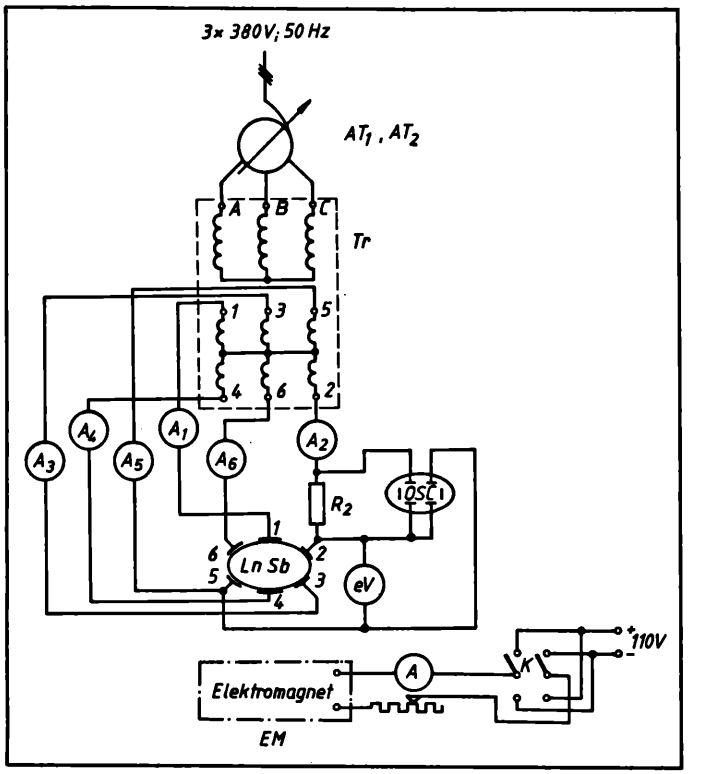


Bild 1. Schaltung für die Messung der Impedanz der 6-Kontakt-Halbleiterscheibe

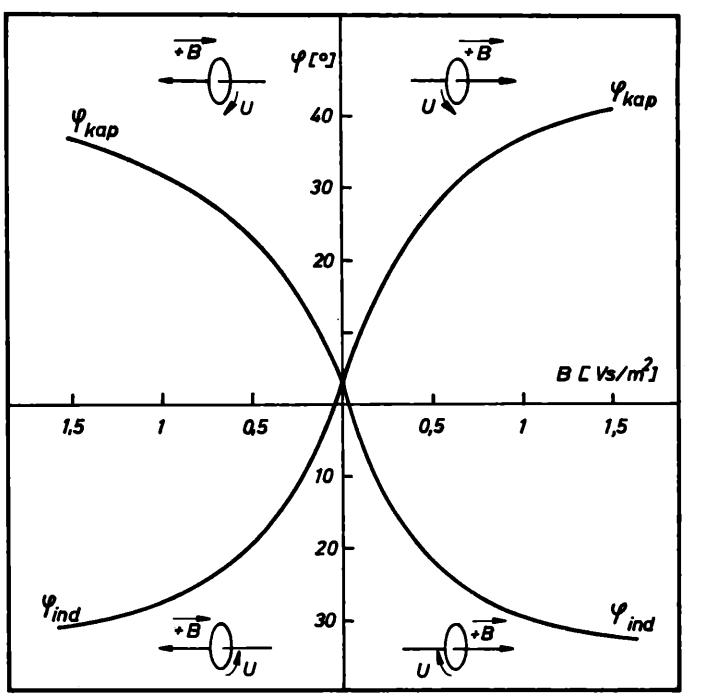


Bild 2. Halbleiterscheibe mit 6 Kontakten. Phasenverschiebung φ der Impedanz in Abhängigkeit von der Größe des magnetischen Feldes B und der Richtung des elektrischen Drehfeldes E bei Umwelttemperatur von 23 °C

Dr.-Ing. *Ivan Mačuga*, Sektion Mechanik und Technologie der Slowakischen Technischen Universität Bratislava, Außenstelle Trnava

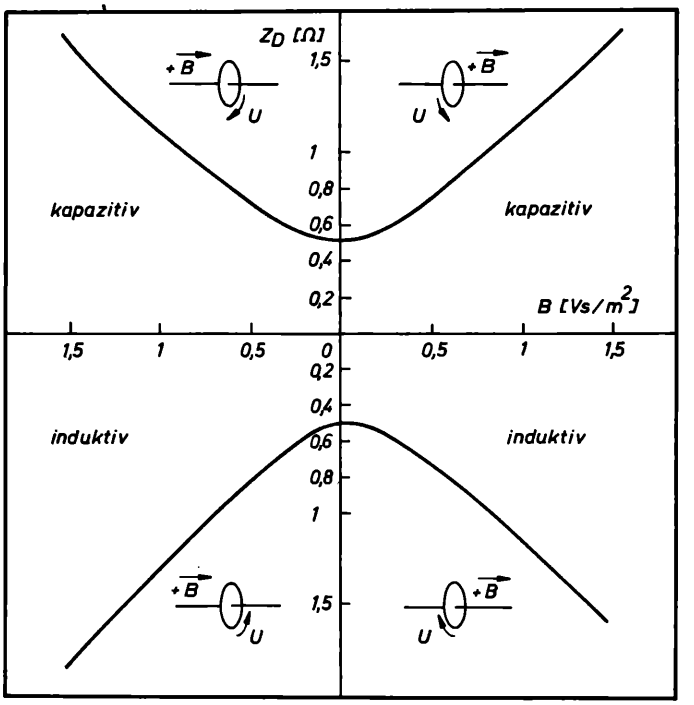


Bild 3. Halbleiterscheibe mit 6 Kontakten. Abhängigkeit der Impedanzgröße $Z_D = f(B)$ für verschiedene Vektorrichtungen B und bezeichnete Umdrehungsrichtungen von Vektor E bei Umwelttemperatur von 23 °C

unter der Voraussetzung einer unendlichen Anzahl von Kontakten am Scheibenumfang einfacher abzuleiten. Auf jeder Stelle der Scheibe besteht also die gleiche Größe des gleichmäßig drehenden Vektors der Intensität des elektrischen Drehfeldes E. Wenn der elektrische Winkel dem geometrischen gleicht, also 2p = 2 ist, kann für die Impedanz der komplexe Ausdruck abgeleitet werden:

$$Z_{d\gamma} = \frac{1}{h\,\sigma \cdot d\,\gamma}\,(1 \mp j\ tan\ \Theta_H).$$

h Dicke der Halbleiterscheibe
σ Leitfähigkeit des Scheibenwerkstoffes des Halbleiters
$d\gamma$ differentiale Zunahme des Winkels γ, der für die bestimmte Lage der untersuchten Scheibenstelle gewählt wird
j imaginäre Einheit
Θ_H Hallwinkel.

Die theoretische Analyse zeigt eindeutig, daß der Ursprung der Impedanzexistenz der Halbleiterscheibe im Hall-Effekt zu suchen ist. Die Größe $Z_{d\gamma}$ ist vom Scheibendurchmesser unabhängig, wie aus dem angeführten Ausdruck für $Z_{d\gamma}$ hervorgeht. Dies wurde in weiteren Messungen experimentell bestätigt. Die Größe $Z_{d\gamma}$ hängt nicht einmal von der Frequenz des Speisestroms ab. Das gilt aber nur unter der Bedingung

$$\omega \ll \Omega.$$

ω Winkelgeschwindigkeit des rotierenden Feldes
Ω Zyklotronfrequenz

Weiterhin ist erkennbar, daß die Phasenverschiebung der Impedanz direkt dem Hallwinkel Θ_H gleicht. Diese Tatsache ist vom physikalischen Gesichtspunkt aus sehr interessant. Wie Bild 2 zeigt, verhält sich nach der Richtung des elektrischen Drehfeldes E die Halbleiterscheibe im stationären Magnetfeld als passives Element induktiven oder kapazitiven Charakters. Diese Erkenntnis schafft die Voraussetzungen für die Möglichkeit der Nutzung dieses Effekts in solchen elektrischen und elektronischen Stromkreisen, in welchen die genannten Bedingungen für das elektrische und magnetische Feld existieren. Den Einfluß der Temperatur auf die Phasenverschiebung und Größe der Impedanz der Halbleiterscheibe zeigen die Bilder 4 und 5. An den Verläufen ist zu sehen, daß der Effekt nicht einmal bei −40 °C verschwindet und bei höherer Temperatur von +77 °C die Größe der zwischen zwei Kontakten gemessenen Impedanz günstig sinkt.

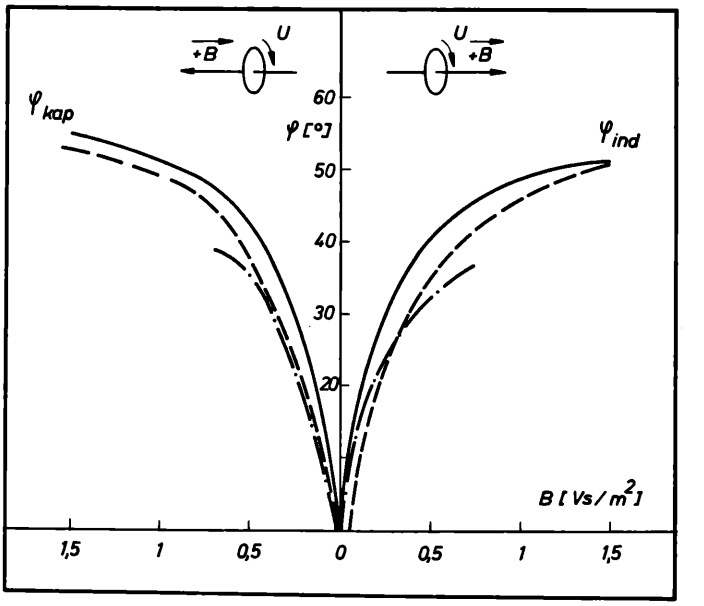


Bild 4. Halbleiterscheibe mit 12 Kontakten. Einfluß der Temperatur auf den Verlauf der Abhängigkeit $\varphi = f(B)$

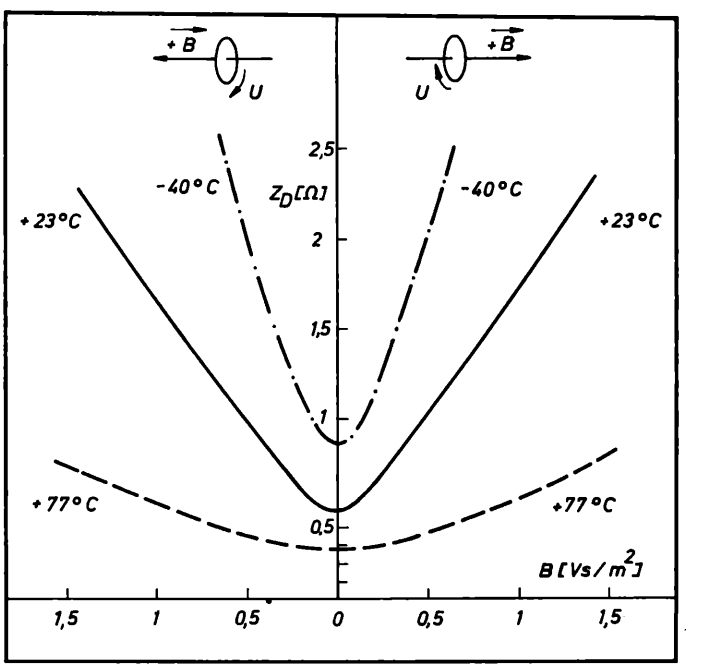


Bild 5. Halbleiterscheibe mit 12 Kontakten. Änderung der Impedanzgröße $Z_D = f(B)$ bei verschiedenen Temperaturen

Ähnliche Untersuchungsergebnisse wurden auch bei der Halbleiterscheibe mit 3 und 12 Kontakten gewonnen.

Der beschriebene Effekt ist in solchen elektrischen und elektronischen Stromkreisen praktisch auszunutzen, in denen oben genannte Bedingungen zu erfüllen sind. So z. B. als Richtungsabnehmer des elektrischen Drehfeldes in elektrischen Stromkreisen.

Literatur

[1] *Bonnefille, R.:* Contribution a l 'étude théorique et expérimentale de l 'effet Hall en champ électrique tournant. Revue générale de l 'Electricité 72 (1963) 9, S. 445 bis 472

[2] *Kittel, C.:* Introduction to solid state physics. John Wiley and Sons, New York 1956

[3] *Mačuga, I.:* Jednofázový asynchrónny motor s polovodičovým kotúčom. Elektrotechnický obzor 72 (1983) 7, S. 361–365

EA 5923

Schrittmotoren mit Permanentmagneten

I. Mačuga, Trnava, ČSFR

Verwendete Formelzeichen

B_o	magnetische Induktion eines Permanentmagneten nach seiner Montage in T
B_j	magnetische Induktion in einer Statorpolausprägung in T
B_z	magnetische Induktion in einer Zahnwurzel des Stators in T
a_j	Breite einer Statorpolausprägung in m
d	Rotordurchmesser (äußerer Durchmesser des Blechpakets) in m
d_h	Wellendurchmesser in m
D_e	äußerer Durchmesser des Statorblechpakets in m
I	Stromstärke in A
$K, K_1 \ldots K_5$	Koeffizienten
$K_{s\sigma}$	Streuinduktivität
$K_{\sigma m}$	Streufaktor des Permanentmagneten
$K_{\varnothing\sigma}$	Streufaktor des Statorblechpakets
l	Dicke des Blechpakets eines Teilstators in m
M_{sv}	statisches Nebenschlußmoment in Nm
N_c	Windungszahl der Statorwicklung über alle vier Teilstatoren; bei bifilarer Wicklung bezieht sich N_c auf einen der bifilaren Leiter
S_m	Querschnitt des Permanentmagneten in m^2
S_t	Oberfläche des Motorgehäuses in m^2
ΔT	Erwärmung der Motorfläche im Verhältnis zur Umgebungstemperatur in °C
Z_r	Zahl der Rotorzähne
Z_{pn}	Zahl der Zähne einer Statorpolausprägung
Z_s	Aufteilung der Statornuten; legt die Polteilung des Stators fest
Φ_m	magnetischer Fluß des Permanentenmagneten in Wb
α	Wärmeübertragungsfaktor in W/m^2, °C
Ω_1	Amplitude der 1. Harmonischen der Kurve der magnetischen Leitfähigkeit einer Nutteilung bestimmter Länge in H/m
Ω_o	Mittelwert der magnetischen Leitfähigkeit einer Nutteilung bestimmter Länge in H/m
Ω_{pl}	Amplitude der 1. Harmonischen der Kurve der magnetischen Leitfähigkeit des Luftspalts im Bereich einer Statorausprägung in H
Ω_{po}	Mittelwert der magnetischen Leitfähigkeit des Luftspalts im Bereich einer Statorpolausprägung in H
τ_m	Amplitude des Wechselanteils des magnetischen Flusses des Permanentmagneten, induziert durch die wechselnde Leitfähigkeit des Luftspalts, in Wb

Gegenwärtig besteht ein Trend zur Entwicklung von Schrittmotoren höherer Leistung. Diese recht anspruchsvolle Forderung ist am besten mit einem Schrittmotor mit axialen Permanentmagneten auf dem Rotor oder dem Stator zu erfüllen. Im Gegensatz zu anderen bekannten Arten von Schrittmotoren erfüllt diese Anordnung zwei grundlegende praktische Forderungen: die Forderung nach kleinen Schritten und die Forderung nach höheren Drehmomenten bei akzeptablen Motorabmessungen.

Die vorliegende Studie gibt, abgesehen von einführenden Abschnitten, eine einfache Methode zur Berechnung der grundlegenden Parameter eines Schrittmotors, hergeleitet vom Nebenschlußmoment M_{sv}, an. Unsere Berechnungsergebnisse stimmen mit den an den hergestellten Maschinen gemessenen Werten überein.

1. Forschungszentren in der Welt, die sich mit dieser Aufgabe befassen

Eine Einschätzung der erwähnten Vorteile gaben schon 1974 *M. R. Harris* und *V. Andjargholi* [1] [2]. Die Autoren verglichen die Parameter verschiedener Typen und Bauarten von Schrittmotoren. Nach diesem Vergleich ist ein Schrittmotor mit axial angeordneten Permanentmagneten bei kleinen Schritten (Rotationswinkel von 2° und weniger) den Schrittmotoren mit radial angeordneten oder ohne Permanentmagneten überlegen. Bei Schrittwinkeln von 5° und mehr ist er, z. B. hinsichtlich des Motorvolumens, den Typen ohne Permanentmagneten konkurrenzfähig.

Verschiedene Forschungszentren in mehreren Ländern haben zur Weiterentwicklung der Theorie der Schrittmotoren beigetragen. Bücher über Antriebe mit Schrittmotoren und Diagramme zur magnetischen Leitfähigkeit des Luftspalts wurden von einer Arbeitsgruppe des Moskauer Instituts für Starkstromtechnik unter der Leitung von Prof. *M. G. Cilikin* und *B. A. Ivobotenko* ausgearbeitet. Die Veröffentlichungen von 1971 und 1975 befaßten sich aber nicht mit der wichtigen Theorie der Schrittmotoren mit axial angeordneten Permanentmagneten.

In den USA hat die Technik der Schrittmotoren eine breite Anwendung gefunden. Verschiedene Untersuchungen der wichtigsten Probleme wurden dort vorgenommen. Einer der führenden Forscher ist *H. D. Chai,* der bei IBM beschäftigt ist. Er arbeitete an der Berechnung der magnetischen Leitfähigkeit zwischen den Stator- und Rotorzähnen und analysierte die Magnetkreise in Schrittmotoren. Von den anderen anerkannten Forschern in den USA soll *T. R. Fredriksen* erwähnt werden, der seine Untersuchungen hauptsächlich auf den Schrittmotorbetrieb in einem geschlossenen Regelkreis konzentrierte. Auch Prof. *B. C. Kuo* von der Illinois University untersuchte diesen Sachverhalt.

Ein weiteres bedeutendes Zentrum, daß sich mit der Theorie der Schrittmotoren beschäftigt, ist die Universität von Leeds in Großbritannien. Prof. *P. J. Lawrenson,* Dr. *A. Hughes* und ihre Kollegen untersuchten die magnetische Leitfähigkeit des Luftspalts, das Moment bei höheren Schrittfrequenzen, die Niederfrequenz-Resonanz, das statische Moment und die rechnerische Erfassung der transienten Zustände. Von den anderen europäischen Forschern, die sich mit Schrittmotoren befassen, soll noch *A. J. C. Bakhuizen* von der Technischen Universität Eindhoven erwähnt werden. Seine Untersuchungen umfassen eine breite Skala interessanter Probleme.

Mehrere internationale Tagungen in den USA und drei Tagungen in Leeds in den Jahren 1974, 1976 und 1979 haben zur Entwicklung der Theorie der Schrittmotoren beigetragen.

In der ČSFR werden seit einigen Jahren kleine Schrittmotoren mit inaktiven Rotoren hergestellt. Gegenwärtig werden diese durch verbesserte Typen mit aktiven Rotoren ersetzt, d. h. solche mit axial angeordneten Permanentmagneten und einem Moment $M_{max} = 4\,Nm$. Der Anteil der Forschung an der Weiterentwicklung der Theorie, der Konstruktion, der Entwurfsmethoden und der Anwendungen von Schrittmotoren ist in der ČSFR recht bedeutend. Seit 1970 forschen die VÚSE in Bechovice und die VÚES in Brno auf diesem Gebiet.

2. Konstruktion eines Schrittmotors mit Permanentmagneten auf dem Rotor

Um der Forderung nach hoher Leistung zu genügen, ist die Anordnung gemäß Bild 1 günstig. Auf dem Rotor sind zwei Permanentmagnete axial angebracht. Wie aus dem Bild 1 ersichtlich ist, hat der Schrittmotor vier Statoren und vier Rotoren. Der magnetische Fluß der Permanentmagnete ist im Bild mit Φ_m bezeichnet. Bild 2 zeigt die Form der Statorbleche. Der Stator hat ausgeprägte Pole, auf denen die über die vier Teilstatoren gewickelten Spulen untergebracht sind. Die Statorpole sind mit Zähnen und Nuten versehen: die Rotor-Oberfläche ist ebenfalls genutet (Bild 3).

Dr.-Ing. *Ivan Mačuga,* Sektion Mechanik und Technologie der Slowakischen Technischen Universität Bratislava, Außenstelle Trnava

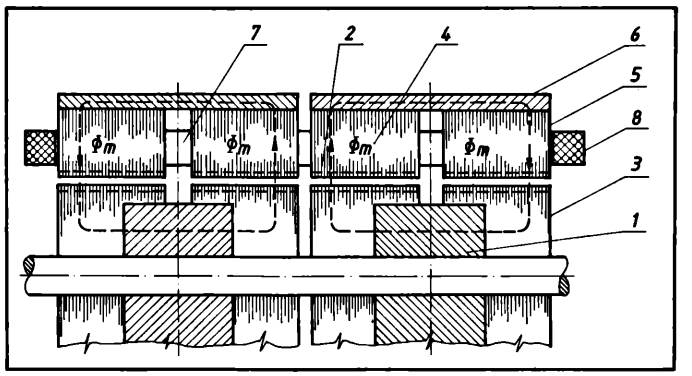


Bild 1. Darstellung eines Schrittmotors mit axial angeordneten Permanentmagneten *1* Permanentmagnete; *2* und *3* Rotoren; *4* und *5* Statoren; *6* magnetisch leitfähiges Motorgehäuse; *7* Distanzring, hält den Abstand zwischen den Teilstatoren; *8* Statorwicklung

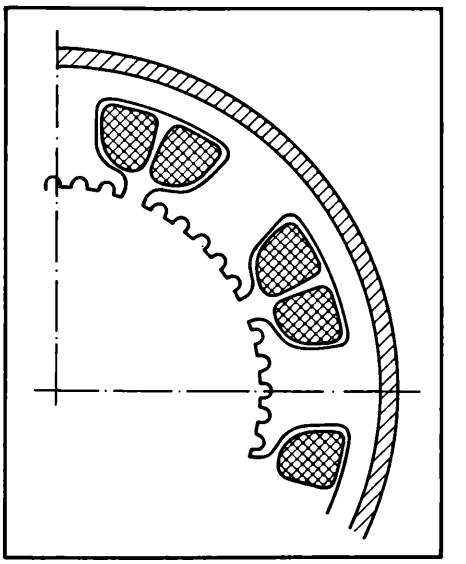


Bild 2. Teil des in das Motorgehäuse eingebauten Statorblechpaketen; zwischen den ausgeprägten Statorpolen ist die Wicklung erkennbar

Die Nutungen des Stators und des Rotors sollen folgende Bedingung erfüllen: die magnetische Leitfähigkeit des Luftspalts unter den jeweiligen Polausprägungen soll unterschiedlich sein, so daß sich der Bereich mit der höchsten Leitfähigkeit bei Drehung des Rotors um ein Viertel der Zahnteilung unter die nächste Polausprägung schiebt.

Dieser Forderung kann man nur mit einer unterschiedlichen Anzahl von Stator- und Rotorzähnen nachkommen; dazu gehört die Bedingung, daß jede Polausprägung eine bestimmte Anzahl von Statorzähnen aufweisen muß. Ein typisches Beispiel ist das Patent von *T. R. Fredriksen,* nach dem, bei einer gesamten Statorteilung von 51, achtundvierzig Statorzähne auf acht Statorpolausprägungen angeordnet sind. Der Rotor weist fünfzig Zähne auf. Nur der Stator trägt Wicklungen, d. h., es sind acht Spulen auf die Polausprägungen über alle Teilstatoren gewickelt.

Da die Anzahl der Stator- und Rotorzähne durch zwei teilbar ist, ergibt sich in der Luftspaltperipherie zweimal der Zustand der maximalen und zweimal der der minimalen magnetischen Leitfähigkeit. Nehmen wir die maximale magnetische Leitfähigkeit als Entsprechung zum positiven und die minimale magnetische Leitfähigkeit als Entsprechung zum negativen magnetischen Pol, so weist die Maschine zwei Polpaare auf, d. h. $2p = 4$.

Offensichtlich ist die Anzahl der Polausprägungen des Stators für die Anzahl der Pole aus der Sicht des Verhaltens des magnetischen Feldes im Luftspalt ohne Bedeutung. Die Tatsache, daß die Anzahl der Statorausprägungen doppelt so groß ist wie die Anzahl der Pole, die sich aus dem Verhalten der magnetischen Größen herleiten, steht mit der Phasenzahl im Zusammenhang. Im untersuchten Fall hat die Maschine zwei Phasen.

3. Eigenschaften eines Schrittmotors mit axial angeordneten Permanentmagneten

Einige Eigenschaften des Schrittmotors mit axial angeordneten Permanentmagneten sind denen anderer Schrittmotoren ähnlich. Dazu gehören die Betriebszustände, die sich in die Einzelschritte, Anlauf, Regelung und Instabilität gliedern. Das Problem der optimalen Zahngeometrie ist allen Schrittmotorarten, deren Funktion auf der vom Schrittwinkel des Rotors abhängigen unterschiedlichen magnetischen Leitfähigkeit des Luftspalts basiert, gemeinsam. Die für Schrittmotoren mit axial angeordneten Permanentmagneten vorgeschlagenen Lösungen sind jedoch unterschiedlich, da das Hauptproblem hier in der Verteilung des magnetischen Flusses besteht. Eine genauere Untersuchung der Auswirkung der Sättigung der Statorbleche ist bislang nicht durchgeführt worden. Die Theorie des Schrittmotors mit axial angeordneten Permanentmagneten wurde bisher nur teilweise erarbeitet und die vorgeschlagenen Lösungen wurden noch nicht tiefgehend untersucht. Die vorgeschlagene Optimierung beruht auf Erfahrungen mit ähnlichen, bereits industriell gefertigten Typen. Die Instabilitätsbereiche dieses Schrittmotors wurden bisher noch nicht in befriedigendem Maße erklärt.

Die Theorie des Schrittmotors ist komplexer Natur, da der Bereich der Arbeitsfrequenzen groß ist und jeder bestimmte Frequenzbereich eine gesonderte Analyse verlangt. Ein Schrittmotor arbeitet in stabilen und in transienten Zuständen und wird meist so ausgelegt, daß er immer ein maximales Moment entwickelt, auch im Leerlauf. Er wird elektronisch mit einer annähernd rechteckförmigen Versorgungsspannung gespeist. Dies erschwert die Analyse zusätzlich, da die transienten Betriebszustände infolge der einzelnen Schritte in verschiedene Teilvorgänge zerfallen. In höheren Frequenzbereichen führt diese Art der Ansteuerung zu ähnlichen Erscheinungen wie bei umrichtergespeisten Wechselstrommaschinen, d. h. zu Momentpulsation, Geschwindigkeitsschwankungen und erhöhten Verlusten. Ein Schrittmotor ist im Grunde eine Synchronmaschine, Dabei sind Permantmagnete so angeordnet, daß der Luftspalt zwischen den Stator- und den Rotorzähnen ausgenutzt wird. Die Zähne ermöglichen die schrittweise Drehung und dienen gleichzeitig als Hemmung, so daß ein Schrittmotor mit einer erheblich geringeren Drehzahl arbeitet als andere Wechselstrommaschinen mit gleicher Polpaarzahl und gleicher Frequenz der Versorgungsspannung. Die Berechnung und der Entwurf eines Schrittmotors weichen hinsichtlich einer ganzen Reihe von Kriterien von der herkömmlichen Methode ab, deshalb sind die Entwurfsmethoden für Synchron- oder andere Maschinen nicht anwendbar.

Wie eingangs erwähnt, besteht gegenwärtig das Ziel in der Erhöhung der Leistung des Schrittmotors. Die zu erwartende Mikroprozessorgeneration wird die Anwendung des Schrittmotors erheblich verbreitern, da die Regelung der Speisespannung dann einfach eine Sache der Programmierung werden wird. Diese Mikroprozessorbaugruppen werden die Bedeutung des Schrittmotors für die Automatisierung erhöhen, da sie die Speicherverarbeitung kompletter Betriebsabläufe ermöglichen. Gegenwärtig werden die dynamischen Eigenschaften des Schrittmotors mit Hilfe von Mi-

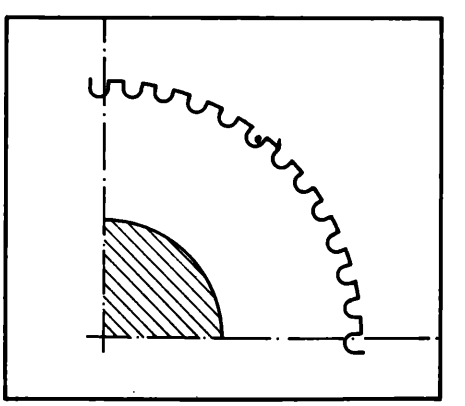


Bild 3. Teil des in die Welle eingebauten rotorblechpakets

kroprozessoren verbessert, besonders durch die Erhöhung der Übergangsgeschwindigkeit zu unterschiedlichen Schrittfrequenzen. Die Theorie des Schrittmotors soll unter anderem dazu dienen, Voraussetzungen für das Erkennen der Rotorposition ohne Sensoren auf der Welle zu schaffen. Mehrere Forschungszentren im Ausland prüfen die Anwendungsmöglichkeit des Schrittmotors als Teilantrieb für Mehrzweckroboter.

4. Entwurf eines Schrittmotors mit axial angeordneten Permanentmagneten auf dem Rotor

Unser Entwurf beruht auf dem geforderten statischen Nebenschlußmoment M_{sv}, das durch die folgende Gleichung ausgedrückt werden kann:

$$M_{sv} = 2\, B_o\, B_z \frac{Z_r}{8\, Z_{pn}} K \left(\frac{\Omega_1}{\Omega_o}\right)^2 \frac{\sqrt{2\, d^3}}{\Omega_o \left[1 - \frac{1}{4}\left(\frac{\Omega_1}{\Omega_o}\right)^2\right]}. \quad (1)$$

In dieser Beziehung spielen die magnetische Induktion und die magnetische Leitfähigkeit der Nutteilung über eine bestimmte Länge eine entscheidende Rolle.
Der Rotordurchmesser d in (1) bildet die Grundlage des Schrittmotorentwurfs, da alle anderen notwendigen Abmessungen und Parameter danach festgelegt werden.
Die Konstante K umfaßt verschiedene Koeffizienten, die sich aus der Forderung nach möglichst geringen Abmessungen und einem kleinen Trägheitsmoment des Schrittmotors herleiten.
Sie enthält Verlustfaktoren der Permanentmagneten und der Streuinduktivitäten.
Der magnetische Fluß eines Permanentmagneten kann nach (2) ermittelt werden:

$$\Phi_m = K_1\, K_m\, B_o\, d^2. \quad (2)$$

Folglich ist der Querschnitt eines axial auf dem Rotor angeordneten Permanentmagneten

$$s_m = \frac{\Phi_m}{B_o}. \quad (3)$$

Alle Statorpole tragen gleichgroße Spulen, die über alle vier Teilstatoren gewickelt sind. Die Windungszahl N_c einer einzelnen Spule kann mit Hilfe der Gleichung (4) für Amperewindungen ermittelt werden:

$$N_c \cdot I = K_2\, \Phi_m \frac{\Omega_{r1}}{8\, K_s\, \Omega_{po}^2 \left[1 - \frac{1}{4}\left(\frac{\Omega_{p1}}{\Omega_{po}}\right)^2\right]}. \quad (4)$$

Zu höheren Frequenzen hin ändert sich die Kurvenform des Speisestroms merklich von Sägezahn-Rechteck-Wellen zu vollen Sägezahnwellen. Bei elektronischer Stromversorgung beträgt der maximale Speisestrom 15 A.
Die Amplitude des Wechselanteils des magnetischen Flusses, der nur vom Permanentmagneten erzeugt wird und durch die unterschiedliche Leitfähigkeit des Luftspalts entsteht, wird folgendermaßen ausgedrückt:

$$\psi_m = \frac{\Omega_{p1}}{\Omega_{po}}\, \Phi_m\, N_c; \quad (5)$$

dies bezieht sich auf die Windungen einer Phase der Statorwicklung. Das Ermitteln der anderen magnetischen Flüsse bei verschiedenen Schrittpositionen ist sehr komplex und erfordert gesonderte Untersuchungen.
Der Durchmesser d_h der Welle kann im folgenden Bereich betrachtet werden:

$$d_h = (0{,}25 \ldots 0{,}35)\, d. \quad (6)$$

Die Dicke eines einzelnen Stator-Blechpakets wird nach der folgenden Beziehung bestimmt:

$$\frac{1}{d} = K_3 \frac{B_o}{B_z}, \quad (7)$$

wobei K_3 ein Koeffizient im Bereich 1...1,5 ist. Die Breite einer Statorpolausprägung wird aus der folgenden Gleichung ermittelt:

$$a_j = K_5\, \pi \frac{Z_{pn}}{Z_s} K_{\Phi\sigma} \frac{B_z}{B_j}\, d, \quad (8)$$

wobei der Koeffizient $K_5 < 1$ ist.
Die erforderliche Fläche des Fensters zwischen zwei Statorpolen wirkt sich auf die Festlegung des äußeren Durchmessers D_e des Statorblechpakets aus.
In diesem Bereich muß die Statorwicklung untergebracht werden. Er kann hinreichend genau berechnet werden, da der Füllfaktor der Statorwicklung aus der praktischen Erfahrung gut geschätzt werden kann.
Die Verluste Q, die von der äußeren Oberfläche des Motorgehäuses abgeleitet werden können, sind gleich ΔT bei Erwärmung:

$$Q = \alpha\, S_t\, \Delta T; \quad (9)$$

α ist dabei der Wärmeübertragungsfaktor; im Fall einer glatten Oberfläche kann mit 12 W/m² · °C gerechnet werden.

5. Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit ist eine Untersuchung von Schrittmotoren mit axial auf dem Rotor angeordneten Permanentmagneten. Ausgehend von den Resultaten der führenden internationalen Forschungszentren und der Entwicklung von Schrittmotoren in der CSFR, erfüllt die dargestellte Lösung die Forderung nach kleinen Schritten und höherer Leistung bei akzeptablen Motorabmessungen am besten. Die Entwicklung dieses vielversprechenden, hochentwickelten elektronisch geregelten Antriebs macht im Ausland große Fortschritte, auch in der CSFR ist die Herstellung dieser Schrittmotortypen mit einem maximalen Moment von 14 N · m im Gange. Die Entwicklung solcher Motoren mit höherer Leistung schreitet ständig voran.

Literatur

[1] *Harris, M. R.; Andjargholi, V.:* Torque production in the hybrid motor. Conference Proceedings, Stepping Motors and Systems. University of Leeds, July 1974
[2] *Harris, M. R.*, u. a.: Linitations on reluctance torque in doubly salient structures. Conference Proceedings, Stepping Motors and Systems. University of Leeds, July 1974
[3] *Chai, H. D.:* A mathematical model for single-stack step motors. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems. PAS-94 (1975) No 5, S. 1508–1517
[4] *Fredriksen, T. R.:* New developments and applications of the closed loop stepping motor, 1966 Joint automatic Control. Conference Paper, S. 767–775
[5] *Bakhuizen, A. J. C.; Wouterse, J. H.:* Slow-region instability of permanentmagnet stepmotors. Proc. IEE 125, February 1978, No 2
[6] *Harris, M. R.*, u. a.: Unifying approach to the static torque of stepping motor structures. proc. IEE 124 (1977) No 12
[7] *Provaznik, F.:* Elektronické a elektromagnetické obvody krokových servosystému. Automatizace 19 (1976) 11, S. 287–292
[8] *Mačuga, I.:* Metodika výpočtu krokového motora s permanentným magnetom na rotore. Výskumnáspávav rámci štátnej úlohy P-03-119-402. Strojnícka fakulta SVŠT Bratislava, r. 1986

EA 5924

Ab sofort

erhalten Sie Bücher und Zeitschriften des Verlages Technik in unserem neuen TECHNIK-BUCH-SHOP, Oranienburger Str. 12, O 1020-Berlin (Tel. 2870295), Montag bis Freitag, 9.00 bis 18.00 Uhr. Und es gibt Informationen, ganz direkt und umfassend!

Oberschwingungsimpedanzen in Mittel- und Niederspannungsnetzen

R. Gretsch, Erlangen

Zur Beurteilung der künftigen elektromagnetischen Verträglichkeit in elektrischen Netzen sind Kenntnisse über die bereits vorhandenen „originären" Spannungs- und Stromharmonischen, die frequenzabhängigen Netzimpedanzen und über die künftig zu erwartenden Oberschwingungs-Quellenströme nichtlinearer Lasten erforderlich. Die originären Harmonischen und die Innenimpedanzen – mit diesen befaßt sich der vorliegende Bericht – wurden zwischen 1986 bis 1988 in mehr als 50 Nieder- und Mittelspannungsnetzen der BRD bei Frequenzen bis 2500 Hz gemessen [1]; die Quellenströme, deren geräte- bzw. schaltungs-spezifische Größe bekannt ist, können auf Grund der Marktsättigung der Geräte und ihrer Gebrauchsgewohnheiten zutreffend geschätzt werden. Damit erscheint eine Vorausberechnung der künftigen Oberschwingungspegel möglich. Dies ist wichtig, denn schon heute müssen die Emissionsgrenzen der oberschwingungserzeugenden Geräte festgelegt werden, um auch künftig die elektromagnetische Verträglichkeit in den Netzen zum Nutzen aller Beteiligten stets einhalten zu können.

Zur Bestimmung der Netzimpedanzen im Frequenzbereich bis 2,5 kHz speist eine externe Quelle dreipolig einen Meßstrom $I_{Q\mu}$ ins Netz ein, der in Frequenz und Amplitude einstellbar ist. Aus der gleichzeitig über orthogonale Korrelation winkelrichtig ermittelten meßfrequenten Spannungsantwort U_μ lassen sich die Netzimpedanzen $Z_\mu = U_\mu / I_{Q\mu}$ eindeutig bestimmen, wenn zwischen ganzzahligen Oberschwingungen gemessen wird, z. B. also bei 175, 225 ... Hz. Je Meßort wurde bei allen 47 Frequenzen für die Dauer von etwa einer Woche einmal stündlich in jedem Leiter eine Impedanzmessung durchgeführt.

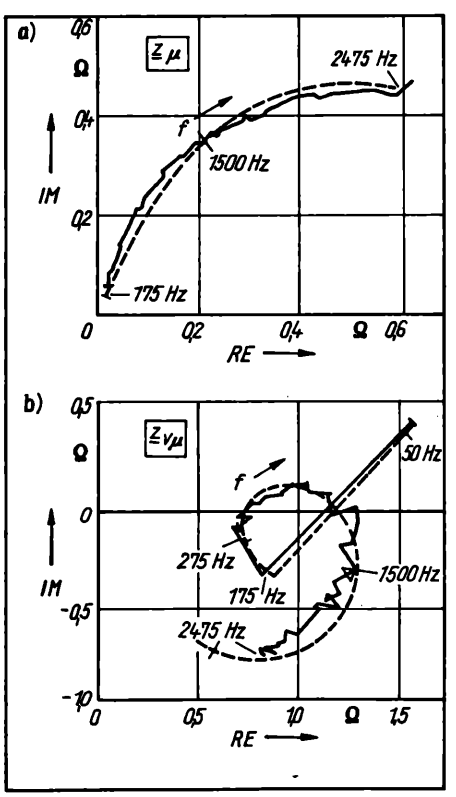


Bild 1. Frequenzabhängige Impedanzen eines Niederspannungsnetzes mit Haushaltslast
a) Netzimpedanz-Ortskurve Z_μ
b) Impedanz-Ortslastkurve $Z_{V\mu}$ der Netzlast

Ziel der Untersuchung ist es, den Einfluß verschiedener Parameter, z. B. Netztyp, Tages- oder Jahreszeit, auf den Impedanzverlauf zu erkennen und physikalisch aus den bekannten [2] [3] frequenzabhängigen Admittanzen der angeschlossenen Verbraucher zu erklären. Dies gelingt weitgehend, wenn neben der Impedanz des einspeisenden Transformators mit vorgelagertem Netz die Immittanzen der folgenden Lasttypen berücksichtigt werden:

- ohmsche Last durch Glühlampen und thermische Geräte
- unkompensierte ein- oder dreipolig angeschlossene Motoren
- „offensichtliche" oder „versteckte" Kompensations-Kondensatoren
- Serienresonzkreise als Saugkreise zur Oberschwingungskompensation, „verdrosselte" Kondensatoren, über „lange Leitungen" versorgte kompensierte Verbraucher
- Gleichrichter mit kapazitiver Glättung, z. B. Fernsehgeräte.

In den meisten Niederspannungsnetzen vermischen sich die Lasttypen. Die Lastimpedanz, die neben der Netz-Innenimpedanz direkt gemessen wurde und zusätzlich aus dieser bei bekannten Transformatordaten zur Kontrolle rückgerechnet wurde, läßt sich z. B. als Ortskurve gut nachbilden, wenn man die durchschnittliche typische Last-Zusammensetzung annimmt; Bild 1 zeigt dies für ein Haushalts-Netz (200 W/HH ohmsch, 100 W/HH motorisch, 20 W/HH Gleichrichterlast am Sonntag-Abend). Bei Mittelspannungsnetzen ist zusätzlich die Ladeleistung maßgebend, so daß praktisch immer Resonanzen in der Netzimpedanz auftreten. Die Ladeleistung unterlagerter Netze (Kompensation in Gewerbegebieten!) ist zu berücksichtigen, wenn diese eine höhere Resonanzfrequenz aufweisen als das überlagerte Netz. Wegen der Vielzahl der von einem Mittelspannungsnetz versorgten Verbraucher mischen sich deren Charakteristiken. Dadurch ergibt sich eine gute Konstanz der resonanzbestimmenden Betriebsmittel, so daß die auftretenden Resonanzen zeitunabhängig bei für das jeweilige Netz charakteristischen Frequenzen liegen. Zeitabhängig sind wegen der variablen lastabhängigen Dämpfung der Resonanzen nur die Beträge der Impedanzen.

Die gemessenen Netzimpedanz-Ortskurven entsprechen – stark vereinfachend und summarisch – den folgenden Typen:

- **Typ T:** Schwache Netzlast: Allein maßgeblich ist die Impedanz des einspeisenden Transformators. Verbrauchereinflüsse sind praktisch nicht erkennbar.
- **Typ R:** Starke resistive Last: Die Ortskurve entspricht einem nur im ersten Quadranten liegenden Kreisausschnitt.
- **Typ C:** Starke kompensierte motorische Last: Als Ortskurve ergibt sich ein bei hoher Frequenz im vierten Quadranten endender, nicht vollständig geschlossener Kreis, der annähernd symmetrisch zur reellen Achse liegt (Parallel-Resonanz).
- **Typ S:** Kompensierte Last an „langer Leitung": Die Ortskurve weist einen vollständig geschlossenen „Kreis" auf bzw. überschneidet sich ein- oder mehrfach. Der Kreis liegt hauptsächlich im ersten Quadranten.
- **Typ CS:** Mischung aus den Typen C und S: Das Netz hat mindestens eine deutlich ausgeprägte Parallelresonanz sowie mehrere Serienresonanzen.

Bei der weiteren Auswertung der etwa 7500 gemessenen Impedanz-Ortskurven interessiert besonders die Korrelation zwischen der bei Netzfrequenz jedem Abgang zuzuordnenden Admittanz Y_1 und der im Oberschwingungsbereich zutreffenden Admittanz Y_μ. Damit soll für künftige Vorausberechnungen eine zuverlässige Datenbasis geschaffen werden.

Literatur

[1] *Gretsch, R.; Weber, R.; Köster, H.-J.; Weinel, F.*: Oberschwingungsmessungen in Nieder- und Mittelspannungsnetzen. Teil 1: Netzimpedanzen – Teil 2: Spannungen und Ströme. Elektrizitätswirtschaft 88 (1989), S. 745–764

[2] *Gretsch, R.; Krost, G.*: Messung der Oberschwingungsimpedanzen von Verbrauchern. etz-Archiv 3 (1981), S. 13–22

[3] *Gretsch, R.*: Leitwerte leistungselektronischer Verbraucher mit kapazitiver Glättung im Oberschwingungsbereich. etz-Archiv 5 (1983), S. 353–358 EA 6161

Prof. Dr.-Ing. habil. *R. Gretsch*, Universität Erlangen-Nürnberg, Lehrstuhl für Elektrische Energieversorgung

[1]) Kurzfassung eines Vortrages zum 34. Intern. Wiss. Koll. TH Ilmenau 1989

Korrosions- und Verschleißuntersuchungen an vergoldeten Kleinrelaiskontakten

U. Derdau, Großbreitenbach; Helga Berndt; Uta Rößiger; G. Bär; Freiberg

Verwendete Abkürzungen

ESMA	Elektronenstrahlmikroanalyse
F	Summenhäufigkeit
gal	galvanisch abgeschieden
Gs	Gleichspannung, -strom
LM	Lichtmikroskop
N	Schaltzahl, Anzahl der Schaltspiele
NSF	Neutrales Relais, staubgeschützt, mit Flachfedern
Oe	Öffner
RD	Kontaktdurchgangswiderstand
REM	Rasterelektronenmikroskop
RK	Kontaktwiderstand
S	Schließer
SSTN	Nietschaltstück
U, I	Schaltspannung, Schaltstrom
u_{min}, i_{min}	Mindestspannung und Mindeststrom für stabil brennende längenbegrenzte Gasentladungen im Kontaktspalt

1. Problemstellung

Elektronik, Rechentechnik und die zunehmende Digitalisierung haben den kontaktbehafteten Schalt- und Verbindungselementen einen eigenständigen Platz mit zum Teil wesentlich höheren Gebrauchswertforderungen als in der klassischen Schwachstromtechnik zugeordnet. Für das Relais als Bindeglied zwischen Logik und Last resultieren daraus noch langfristig positive Wachstumsraten und überproportionaler Bedarf bei Neuentwicklungen im internationalen und besonders im nationalen Maßstab [1] [2]. Die Sortimentsschwerpunkte werden sich deutlich zu Kleinschalt- und Miniaturrelais verschieben [1].

Aus technischen Gründen werden die Werkstoffe für ungeschützte (offene) Relais-Schaltkontakte auch in Zukunft ihren relativ hohen Edelmetall-Anteil behalten müssen [1] [3]. Deshalb ist die Minimierung des Materialeinsatzes an den Kontaktstellen ein permanentes volkswirtschaftliches Erfordernis; prinzipielle Lösungswege sind in [1] und [4] aufgezeigt.

Neutrale Relais NSF 30.4 und 30.5 (4 Umschalter und Einfachkontakte [5] [6]) waren in der Ursprungsausführung mit Aufschweiß- und Nietschaltstücken aus der schmelzmetallurgischen binären Gold-Nickel-Legierung AuNi5 [9] ausgerüstet. Durch Umstellung auf vergoldete Silber-Kontakte konnte der spezifische Edelmetalleinsatz je 1000 Relais von 230 g Au auf (235 g Ag + 22 g Au) reduziert werden. Gegenwärtig kommen in der Modifikation „Au 10" der Kleinrelaisfamilie NSF 30.2 bis NSF 30.5 TGL 200-3796 [5] bis [7] vergoldete Nietschaltstücke SSTN-A 1,4 × 0,6 × 0,7 und SSTN-C 2 × 0,6 × 1,3 TGL 0-46240 E-Ag99,9 gal Au 10 µm [8] [9] zum Einsatz. Die 10 µm starke Veredelung wird aus dem Hartgoldelektrolyten D (Hersteller: Bergbau- und Hüttenkombinat „Albert Funk") ohne Unternickelung abgeschieden ([10]; sauer-cyanidischer Goldlegierungselektrolyt, <1 Masse-% Co in der Au-Schicht). Eine weitere Möglichkeit zur Edelmetalleinsparung besteht unter anderem in der Dickenreduzierung der Hartgoldauflage. Dazu wurden unter Laborbedingungen Relais NSF 30.4-112 mit Kontakten E-Ag 99,9 gal Au 5 µm mit dem Ziel untersucht, die Einsatzmöglichkeiten und -grenzen von Ag-Schaltstücken mit der verringerten Au-Beschichtung von 5 µm abzuklären [11].

Dipl.-Ing. *Ulrich Derdau*, Relaistechnik GmbH Großbreitenbach; Dr. rer. nat. *Helga Berndt* und Ing. *Uta Rößiger*, Saxonia AG Freiberg; Dr.-Ing. *Gerd Bär*, Saxonia AG Freiberg, Geschäftsbereich Forschung und Entwicklung

2. Untersuchungsprogramm

Alle Prüfungen erfolgten parallel an Schaltstücken mit 5 und mit 10 µm Au [11]:

1. Korrosionsprüfung unvergoldeter sowie außenstromlos/chemisch (Schichtdicke <1 µm) und galvanisch (Schichtdicke = 12...13 µm) vergoldeter E-Ag-Schaltstücke durch Schwitzwasserbeanspruchung mit SO_2-Zusatz nach TGL 18754/04 [12] und nachfolgende RK-Messung (0,5 V Gs/0,01 A/0,1 N; Schaltstückprüfautomat [13]).
2. Schaltleistungs-/Lebensdauerprüfungen mit 5 technisch ohmschen Gs-Belastungen im Bereich von 1 V/1 mW bis 30 V/3 W bei je 6 Prüfdauern im Bereich von 0,05 bis 2 × 10^6 Schaltspielen. Beginnendes Durchschalten der Au-Schicht wird als Ende der elektrischen Lebensdauer der Kontakte angesehen.
3. Nach der Schaltleistungs-/Lebensdauerprüfung wurden die Relais 10- und 21tätigen Umgebungsbeanspruchungen mit SO_2-H_2S-Gemisch Variante 4 nach TGL 9209/05 [14] und nachfolgend RD-Messung gemäß TGL 24961/02 (20 mV/10 mA Gs) [15] unterzogen. Während der Umgebungsbeanspruchung waren die Relais in Ruhe und wurden nicht betätigt.
4. Lichtoptische (LM-), elektronenoptische (REM-) und mikroanalytische (ESMA-) Durchmusterung und Sondierung der Kontaktoberflächen, der Materialaufwanderungen und der Erosionsmulden (vgl. [16] [17]).

Das Untersuchungsprogramm berücksichtigte in dieser Form Erfahrungen aus früheren Arbeiten an funktionellen Goldschichten für Relaiskontakte [18] bis [24].

3. Ergebnisse

3.1. Korrosionsprüfung

Qualitätsbestimmend für die Au-Auflage sind insbesondere Konstanz der Schichtdicke und geringe Porosität (vgl. [25] [26]). Durch die Schwitzwasser-SO_2-Beanspruchung werden Schichtdefekte optisch (dunkle Korrosionsprodukte in Umgebung von Poren und Rissen), mikroanalytisch (Schwefel-Signale) und elektrisch (RK-Erhöhung) markiert. Die Ergebnisse belegen die bekannte Tatsache, daß die Hauchvergoldung massiver Silberkontakte – im Gegensatz beispielsweise zur Nachvergoldung galvanischer NiPd-Schichtverbunde für Steckverbinder [25] [26] – nicht immer einen ausreichenden Korrosionsschutz darstellt und die RK-Stabilität gar nicht oder nur in geringem Maße vorhanden ist (Bild 1). Für schaltende Relaiskontakte sind Au-Schichten erst ab (3...5) µm Dicke geeignet, sofern diese aus funktionellen Gründen direkt auf das Grundmaterial ohne Zwischenschicht abgeschieden werden müssen. Das ist bei NSF-Relais-Kontakten der Fall.

Beim Einnieten unterliegt das Schaltstück mehrachsiger Zug-Druck-Beanspruchung (Kopf) und Formänderung (Schaft). Das kann insbesondere am Schließkopf zu dreidimensionalen, bis auf die Ag-Unterlage durchgehenden Schichtfehlern führen (Bild 2). Mit steigender Au-Schichtdicke wird die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten solcher fügetechnisch bedingten Fehlstellen kleiner. Durch selektives Nachvergolden der komplettierten Federn/Federsätze lassen sich diese Defekte teilweise beheben und durch andere Fügeverfahren prinzipiell ausschließen, z. B. Aufschweißen von Mikrokontaktprofilen [27].

3.2. Schaltleistungs-/Lebensdauerprüfung

Bei den Lastfällen mit $U > u_{min}$ und $I < i_{min}$ traten energiebegrenzte, wegen der ohmschen Last sehr kurzzeitige Abschaltvorgänge in Form von Schauerentladungen auf und als deren Folge Erosion und Materialwanderung (u_{min} und i_{min} für galvanisch abgeschiedenes Gold ≈ 15 V und >0,3 A). Der Materialauftrag wächst aus anfangs einzelnen Ablagerungen mit zunehmender Schalt-

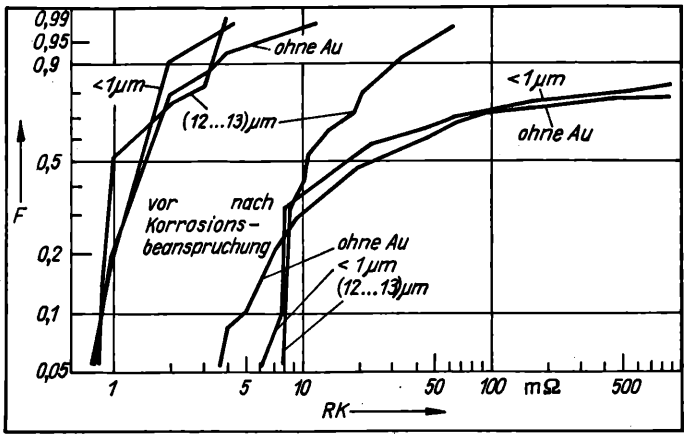


Bild 1. 1. Summenhäufigkeitskurven des Kontaktwiderstandes von Nietschaltstücken nach Korrosionsbeanspruchung
Parameter: Au-Schichtdicke

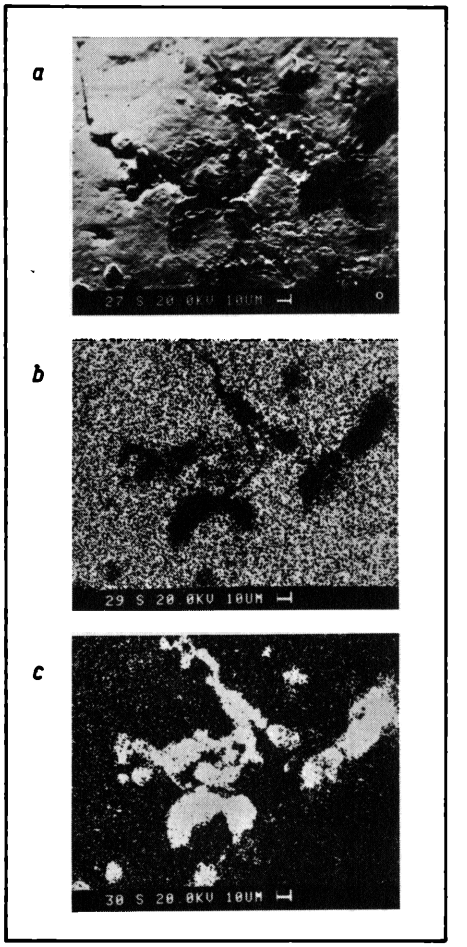


Bild 2. Au-Schicht 5 µm mit technologisch bedingten Schichtdefekten
a Sekundärelektronenbild (bis zum Ag-Grundmaterial durchgehende Schichtfehler erscheinen dunkel); b Röntgenrasterbild der Au-Mα-Linie; c Röntgenrasterbild der Ag-Lα-Linie

spielzahl zu zusammenhängenden Gebilden heran (Bild 3/Ia). Die Ausbildung der geometrischen Konfiguration wird von den elektrophysikalischen Prozessen im Kontaktspalt, von der mechanischen Relativbewegung der Kontakte beim Einschalten (Gleiten) und durch Einlaufeffekte im Antriebs- und im Kontaktsystem des Relais [28] gesteuert und beeinflußt. Damit verbunden sind mechanischer Verschleiß an der physikalischen Kontaktfläche, sukzessive Veränderungen ihrer Form und Größe und als Folge der tribologischen Vorgänge die sogenannte Selbstreinigung der Kontaktfläche. Elektronenoptisch sind diese Prozesse an Mikro-Verschleißriefen und an einer gewissen Abplattung der Materialablagerungen nachweisbar (Bild 3/Ia). Elektrisches Erscheinungsbild sind charakteristische RD-N-Verläufe nach Bild 5a. Die Selbstreinigung erlangt entscheidende Bedeutung nach dem Durchschalten der Au-Schicht: Ag-Korrosionsprodukte werden zumindest teilweise beim Einschalten mechanisch abgetragen.

Es wurden 5- und 10-µm-Schichten durchgeschalten. Das ist mit großer Wahrscheinlichkeit auch im praktischen Einsatz der Relais innerhalb der mechanischen Lebensdauer zu erwarten. Die Bilder 3 zeigen den Zustand einer 5 µm Au-Schicht nach $0{,}1 \times 10^6$ Schaltspielen unter 30 V/0,1 A/3 W und nachfolgender Umgebungsbeanspruchung (zugehörige RD-Verteilung in Bild 5b links unten): Am Materialauftrag (Ia) fehlt partiell Au, kenntlich am dunklen Bereich im Röntgenrasterbild der Au-Mα-Linie (Ib). An dieser Stelle sind intensive Ag-Lα-Signale vorhanden (Ic), die von aufgewandertem Silber aus der Erosionsmulde (IIa) stammen. Dort liegt Ag frei, Ag-Lα-Signale (IIc); die ursprünglich vorhandene Goldbedeckung ist zum größten Teil auf den Gegenkontakt migriert und befindet sich unter dem in Ia sichtbaren Materialauftrag. An der Materialaufwanderung und in der Erosionsmulde ergeben deshalb die Au- und die Ag-Intensitäten komplementäre Bilder (Ib, Ic und IIb , IIc). Funktionell entscheidend ist die Schwefelbedeckung (S-Kα-Signale, Id und IId), die auf Korrosionsprodukte des freiliegenden Silbers zurückzuführen ist; die S- und Ag-Röntgenrasterbilder sind annähernd deckungsgleich. Solange die Regenerierung eines metallisch/quasimetallischen Zustandes der physikalischen Kontaktfläche funktioniert, sind nach dem Durchschalten keine Kontaktwiderstands- und Zuverlässigkeitsprobleme zu befürchten.

Bild 4 zeigt Grenzstromkurven I(N) für das Durchschalten unter energiebegrenzten Gasentladungen mit $U > u_{min}$ und $I < i_{min}$ (Lebensdauerkurven). Die Verhältnisse der Grenzströme und der Lebensdauer (bei gegebenem Schaltstrom) von 5 und 10 µm Au betragen etwa $^1/_3 \ldots {}^1/_2$.

3.3. Umgebungsbeanspruchung

Aus den Ergebnissen der Schaltleistungs-/Lebensdauerprüfung folgt, daß bei Kontakten mit 5-µm-Au-Schichten die Möglichkeit korrosiven Angriffs auf freiliegendes Ag größer als bei 10-µm-Schichten ist. Kontaktstrecken mit 5 µm Au haben generell höheres RD-Niveau (Bild 5b). Der Schädigungsprozeß erfolgt differenziert: Oe haben konstruktiv bedingt niedrigere Kontaktkräfte, kleinere Relativbewegung beim Einschalten und deshalb geringere Selbstreinigung. An S erfolgt dagegen die Korrosionseinwirkung ungehindert auf die im Ruhezustand geöffneten Kontakte. Sehr wesentlich werden aus diesen Gründen RD-Niveau, Wahrscheinlichkeit für hohe RD-Einzelwerte, Kontaktstörungen und Ausfälle von der Aggressivität der Umgebungsatmosphäre, von Schaltstrom/Schaltleistung, Schalthäufigkeit, Schaltspielzahl, Stillstandszeiten und von der Art des Schaltsystems – Oe oder S – bestimmt.

4. Schlußfolgerungen und Applikationshinweise

Aus den Untersuchungsergebnissen sind folgende Einsatzempfehlungen ableitbar:

10-µm-Au-Schichten sind geboten bei hohen Zuverlässigkeitsforderungen (kleine und weitgehend konstante RD), bei niedriger Schalthäufigkeit und gleichzeitig stark korrosiver Umgebungsbeanspruchung sowie bei annähernd stromlos arbeitenden Kontakten (dry circuit) bzw. geringen Signalpegeln (low level). Für solche Anwendungsfälle können 5-µm-Schichten nur abgerüstete („Billig"-)Varianten sein, die zwar eine Edelmetalleinsparung bringen, wegen der Problematik des Durchschaltens und der höheren Wahrscheinlichkeit herstellungs- und fügetechnisch bedingter Schichtfehler aber letzten Endes zu erheblichen Gebrauchswerteinbußen führen können.

Bei hoher Schalthäufigkeit und Schaltströmen/-leistungen >0,1 A bzw. >1 W (intermediate level) sind die stets kritischen Stillstandszeiten kurz und „Freibrennen" und Selbstreinigung der Kontakte gewährleistet, so daß hier 5-µm-Schichten einsetzbar sind – allerdings mit nur geringer Lebensdauererwartung. Zu berücksichtigen ist ferner, daß insbesondere bei $U > 24$ V (Frittstromkreise) auch unvergoldete E-Ag-, Feinkorn-AgNi- und AgCu-Kontakte [9] als materialökonomische Lösung mit Erfolg eingesetzt werden. Ihre Eignung ist aber gerade im intermediate level als Grenzgebiet der Anwendung von Ag und AgCu aus Gründen der Kontaktsicherheit sehr genau zu prüfen.

Eine generelle Reduzierung der Hartvergoldung von Relaiskontakten auf 5 µm ist nicht möglich. Die 10-µm-Vergoldung auf E-

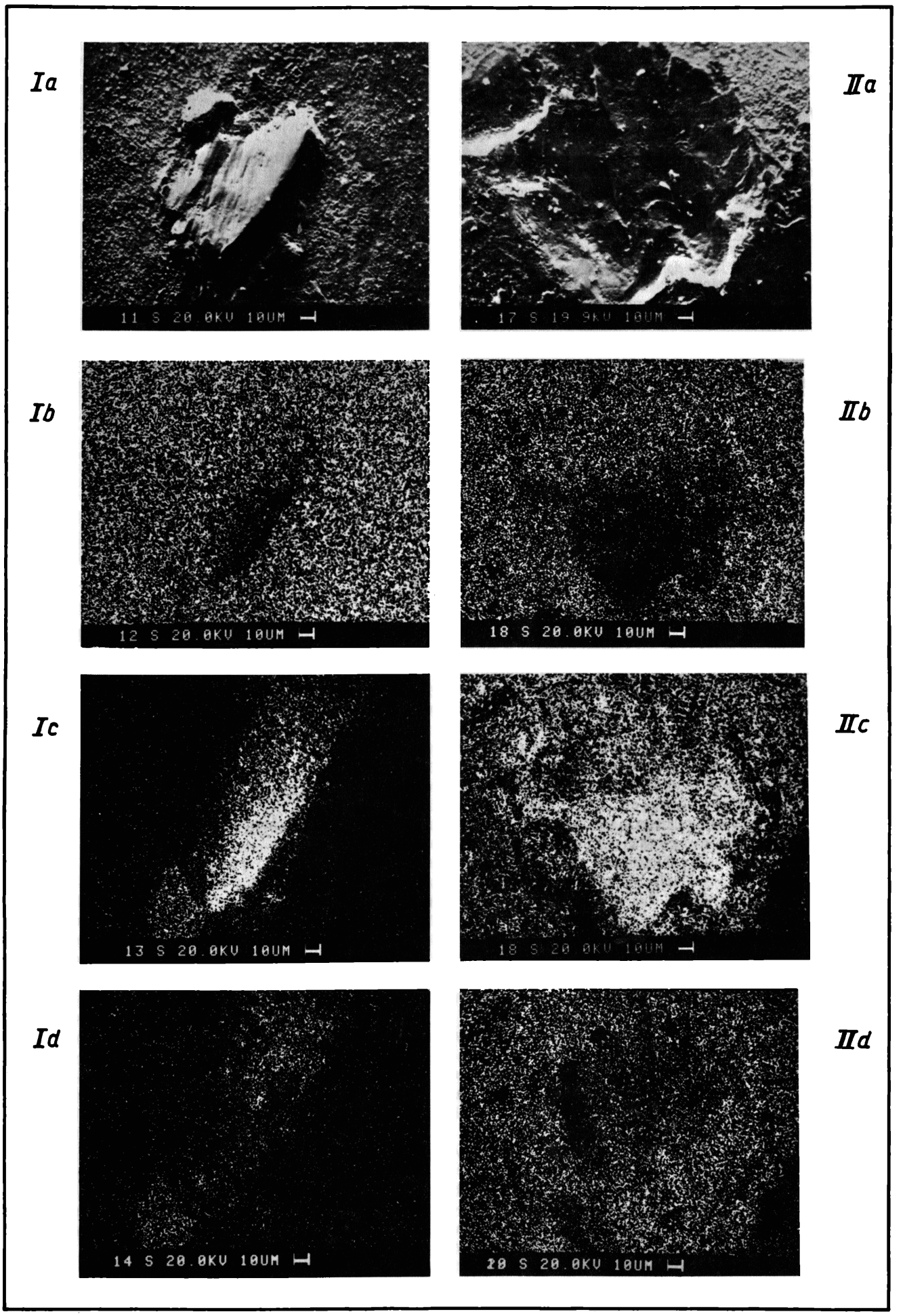


Bild 3. Au-Schicht 5 µm nach $0{,}1 \times 10^6$ Schaltspielen unter 30 V/0,1 A/ohmsche Last und nachfolgender Umgebungsbeanspruchung
I Materialauftrag; II Erosionsmulde
a Sekundärelektronenbild; b Röntgenrasterbild der Au-Mα-Linie; c Röntgenrasterbild der Ag-Lα-Linie; d Röntgenrasterbild der S-Kα-Linie

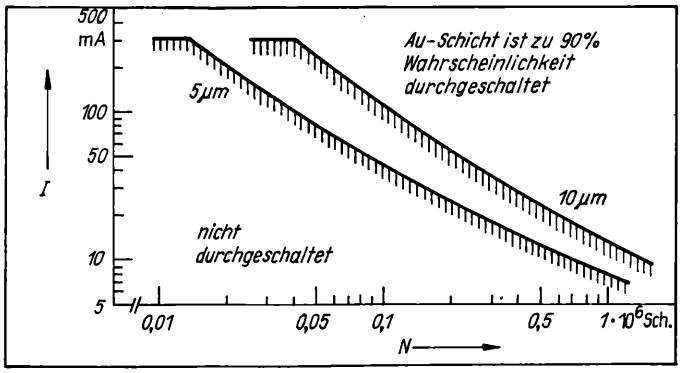


Bild 4. Lebensdauerkurven belasteter Schließerkontakte bei energiebegrenzten Gasentladungen mit $U > u_{min}$
Parameter: Au-Schichtdicke

Ag99,9 ist im Vergleich zu AuNi5 massiv und 5 µm Au gal eine optimale Werkstofflösung für den Einsatzfall „NSF 30". Die Anwendung verringerter Au-Schichtdicken zwischen 10 und 5 µm setzt umfangreiche Prüffelduntersuchungen und vor allem Betriebserprobungen voraus.

Literatur

[1] *Krämer, D.; Lusche, S.*: Stand und Entwicklungstendenzen der Relaistechnik. Beiträge zur VIII. Kontakttagung der DDR. 19. bis 21. 5. 1987. Technische Universität Karl-Marx-Stadt, S. 57–66

[2] *Schäfer, E.*: Relais in der Elektronik, Teil 31. Elektronik-Industrie, Heidelberg 17 (1986) 1, S. 101–102

[3] *Klein, D.*: Einfluß der Kontaktbelastung auf Kontaktbestückung und -material. Elektro-Anzeiger, Essen 39 (1986) 2, S. 23, 26 und 28

[4] *Ruhlicke, D.*: Ergebnisse und weitere Möglichkeiten der Einsparung von Edelmetallen für die Elektrotechnik und Elektronik in der DDR. Vortrag auf der VIII. Kontakttagung der DDR. 19. bis 21. 5. 1987. Technische Universität Karl-Marx-Stadt

[5] Elektromagnetische Relais der Informationstechnik, Relais NSF 30. Firmenschrift des VEB Relaistechnik Großbreitenbach

[6] TGL 200-3796/04: Elektrische Informationstechnik; Neutrale Elektromagnetische Relais NSF 30; Kennwerte für NSF 30.4 und 30.5. Ausg. 04.75

[7] TGL 200-3796/03: –; –; Kennwerte für NSF 30.2 und NSF 30.3. Ausg. 04.75

[8] TGL 0-46240: Schaltstücke für die Elektrotechnik; Nietschaltstücke aus Einmetall. Ausg. 05.84

[9] TGL 12736: Halbzeug aus Edelmetallen und Edelmetallegierungen für elektrotechnisches Leit- und Kontaktmaterial. Ausg. 10.83

[10] Galvanik, Chemikalien. Firmenschrift des VEB Bergbau- und Hüttenkombinat „Albert Funk" Freiberg

[11] *Derdau, U.* u. a.: Untersuchungen zur Reduzierung der Au-Auflage von vergoldeten NSF-30-Relaiskontakten. Wie [1], S. 67–71

[12] TGL 18754/04: Korrosion und Korrosionsschutz; Prüfung der Korrosionsbeständigkeit; Schwitzwasserversuch. Ausg. 06.77

[13] *Bär, G.*: Zuverlässigkeitsuntersuchungen an Schaltstücken für die Elektrotechnik. msr, Berlin 19 (1976) 3, S. 65–67, Beilage ap

[14] TGL 9209/05 Umgebungseinflüsse auf elektrotechnische und elektronische Erzeugnisse; Beanspruchung durch korrosive Atmosphären; Prüfung mit Schwefeldioxid-Schwefelwasserstoffgemisch. Ausg. 02.84

[15] TGL 24961/02 Elektrische Informationstechnik; Relais; Prüfungen. Ausg. 10.78

[16] *Weik, G.*; u. a.: Untersuchungen von elektrischen Kontakten und elektromechanischen Bauelementen mit Rasterelektronenmikroskop und energiedispersiver Mikroanalyse. Feinwerktechnik und Meßtechnik, München 93 (1985) 7, S. 365–367

[17] *Berndt, H.*; u. a.: Die Elektronenstrahlmikroanalyse (ESMA) bei Durchriebprüfungen an funktionellen Edelmetallschichten. ELEKTRIE, Berlin (in Vorbereitung)

[18] *Klein, D.*; u. a.: Hauchvergoldung auf Relaiskontakten. Zeitschrift für Werkstofftechnik, Weinheim/Bergstraße 5 (1974) 6, S. 290–297

[19] Hauchergoldung auf Relaiskontakten. ETZ-B, Berlin-West 26 (1974) 19, S. 478–481

[20] *Grossmann, H.*; u. a.: Galvanische Edelmetallschichten für schaltende Kontakte, Galvanotechnik, Saulgau 76 (1985) 4, S. 432–435

[21] *Grossmann, H.*; u. a.: Eigenschaften galvanischer Edelmetallschichten als Kontaktwerkstoffe für schaltende Kontakte. Metall, Berlin West 39 (1985) 7, S. 619–623

[22] *Pöss, D.*; u. a.: Schaltvermögen von hochkarätigen Au-Legierungen, Metall, Berlin West 39 (1985) 7, S. 612–618

[23] *Grossmann, H.*; u. a.: Lebensdauer galvanischer Schichten auf schaltenden Kontakten unter Wechselstromlast. Metall, Berlin West 40 (1986) 1, S. 27–33

[24] *Weik, G.*; u. a.: Diffundierte Goldschichten für schaltende Kontakte. Metall, Berlin West 41 (1987) 1, S. 42–44

[25] *Ruhlicke, D.*; u. a.: Galvanische Schichtverbundwerkstoffe auf Palladiumbasis für Steckverbinder-Bauelemente. Neue Hütte, Leipzig 32 (1987) 2, S. 77–80

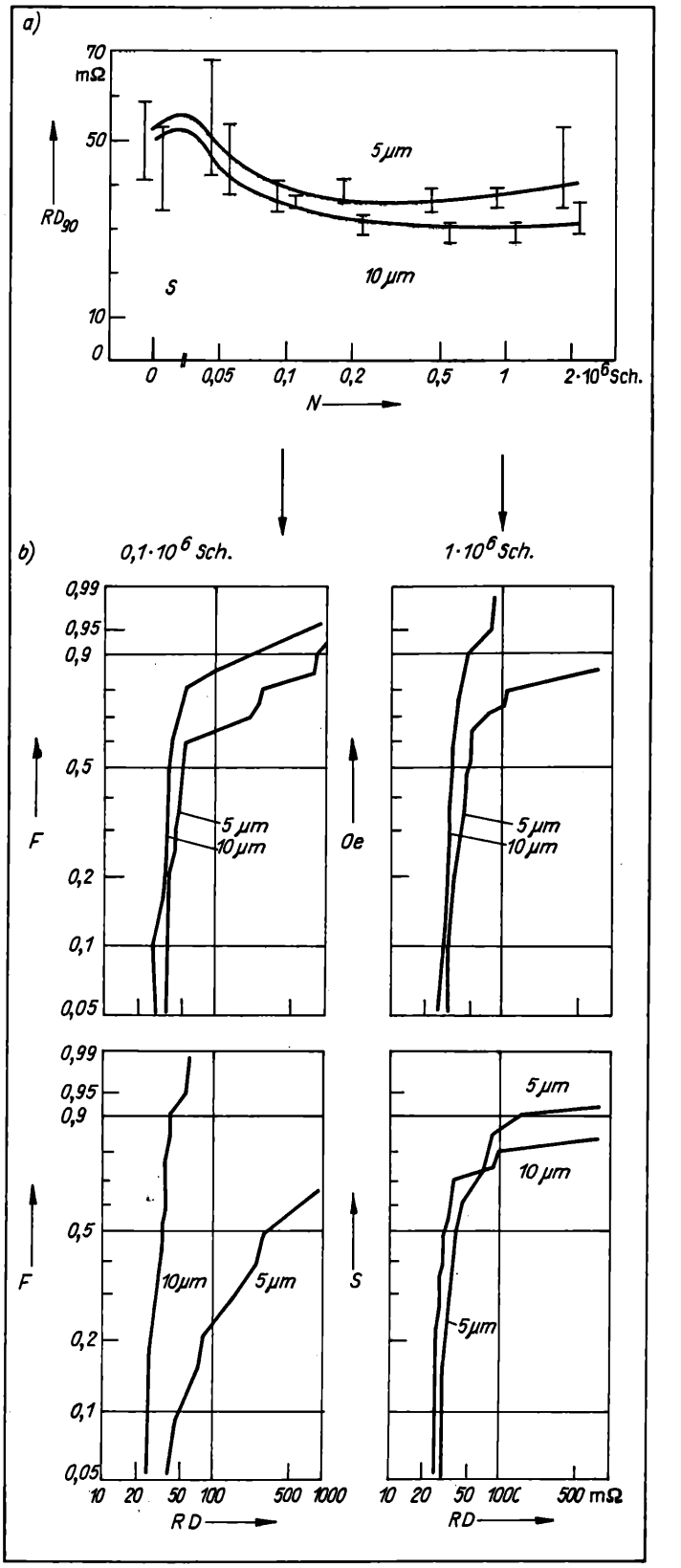


Bild 5. Kontaktdurchgangswiderstand von Relais
Meßbedingung: $U = 20\,mV/I = 10\,mA$ Gs
Parameter: Au-Schichtdicke
a RD-N-Verlauf für belastete Schließerkontakte ohne äußere Korrosions-/Umgebungsbeanspruchung
RD_{90} mittleres 90-%-RD-Quantil aller Belastungsfälle
b Summenhäufigkeitskurven des Kontaktdurchgangswiderstandes von Öffnern und Schließern aller Belastungsfälle nach Umgebungsbeanspruchung

[26] *Ruhlicke, D.*; u. a.: Nickel/Palladium/Gold – ein material-ökonomischer Schichtverbundwerkstoff für Steckverbinderbauelemente hoher Zuverlässigkeit. Metall, Berlin West 41 (1987), S. 713–719

[27] *Weik, G.*; u. a.: Anwendung von Mikroprofilen für elektrische Kontakte. Elektro-Anzeiger, Essen 38 (1985) 10, S. 20, 22, 25, 26, 28 und 29

[28] *Bochnia, A.*; u. a.: Toleranzuntersuchungen an Kontaktfedersätzen von Relais. Feingerätetechnik, Berlin 35 (1986) 1, S. 56–59

EA 5938

Eine Möglichkeit, gekrümmte Lebensdauerkennlinien zu interpretieren

E.-C. André, Berlin

Verwendete Formelzeichen

A	Alterung (allgemein)
t	Zeit
t_D	Durchschlagzeit
t_k	Prozeßwechselzeit
t_e	Angenommene minimale Beobachtungszeit
t_s	Angenommene maximale Beobachtungszeit
E	Feldstärke
E_0	Bezugsfeldstärke
n	Lebensdauerexponent
n_1	Lebensdauerexponent, Prozeß 1
n_2	Lebensdauerexponent, Prozeß 2
n_G	Lebensdauerexponent eines approximierten Geradenabschnittes einer gekrümmten Lebensdauerkennlinie
n_{G2}	Lebensdauerexponent eines approximierten Geradenabschnittes einer gekrümmten Lebensdauerkennlinie, Kurve 2
n_{G3}	Lebensdauerexponent eines approximierten Geradenabschnittes einer gekrümmten Lebensdauerkennlinie, Kurve 3
F	Stammfunktion
F_o	Obere Grenze der Alterung
F_u	Untere Grenze der Alterung
r_o	Bezugsalterungsrate
z_k	Transformierte obere Alterungsgrenze (Strukturzustand)
z_o	Transformierte untere Alterungsgrenze (Strukturzustand)
z_{01}	Anfangsalterung, Prozeß 1
z_{02}	Anfangsalterung, Prozeß 2

Seit einigen Jahrzehnten ist bekannt, daß feste elektrische Isolierstoffe ein Lebensdauerverhalten derart haben, das in einer doppelt logarithmischen Darstellung eine Gerade ergibt (Bild 1 Kurve 1). Aber es gibt auch Veröffentlichungen, die gekrümmte Kurven [1] oder stückweise zusammengesetzte Geraden zeigen [2]. Zwei dieser möglichen gekrümmten Lebensdauerkennlinien sind die Kurven 2 und 3 im Bild 1.

Wie gelangt man nun zu gekrümmten Lebensdauerkennlinien? Ausgehend vom bisher allgemein akzeptierten Ansatz [3] [4] [5]

$$A = \int_0^{t_D} r_o \left(\frac{E}{E_0}\right)^n \mathrm{d}t \tag{1}$$

ist (1) ein bestimmtes Integral, welches die Alterung A des Isolierstoffes beschreibt. E ist die elektrische Feldstärke, mit der die Isolation belastet wird. t_D ist die Durchschlagzeit. E_0 und r_o sind die Bezugsgrößen der elektrischen Feldstärke und der Alterungsrate. Das bestimmte Integral (1) wird errechnet, indem man die Stammfunktion in den Grenzen der Belastungszeit $t = 0$ und $t = t_D$ errechnet:

$$A = F\left[r_o \left(\frac{E}{E_0}\right)^n\right]\Bigg|_{t=t_D} - F\left[r_o \left(\frac{E}{E_0}\right)^n\right]\Bigg|_{t=0} \tag{2}$$

Der zum Beginn der elektrischen Belastung zum Zeitpunkt $t = 0$ vorhandene Strukturzustand soll als untere Grenze der Alterung

$$F_u = F\left[r_o \left(\frac{E}{E_0}\right)^n\right]\Bigg|_{t=0} \tag{3}$$

bezeichnet werden. Die Anfangsstrukturzustände F_{ui} werden sich für jeden Probekörper trotz gleicher Herstellungstechnologie unterscheiden. Während der elektrischen Belastung soll der Isolierstoff altern, d. h., seine Struktur verändern. Zum Durchschlagzeitpunkt $t = t_D$ hat die Alterung die obere Grenze

$$F_o = F\left[r_o \left(\frac{E}{E_0}\right)^n\right]\Bigg|_{t=t_D} \tag{4}$$

erreicht. Auch die F_{oi} sind im allgemeinen für jeden Probekörper verschieden.

Betrachtet man die Isolierstoffstruktur zum Durchschlagzeitpunkt, so kann man annehmen, daß sie für jeden Probekörper gleich ist. Das kann man erreichen, indem zu jeder oberen Grenze eine individuelle Konstante a_i addiert wird.

$$z_k = F_{oi} + a_i. \tag{5}$$

Gleichermaßen muß mit der unteren Grenze verfahren werden

$$z_{oi} = F_{ui} + a_i. \tag{6}$$

z_k ist nun die transformierte obere Grenze der Struktur, die für alle Probekörper gleichen technologischen Regimes eine Konstante ist. Die transformierten unteren Grenzen z_{oi} gehorchen einer Verteilung, deren Erwartungswert z_o sei. Diese Verteilung der transformierten unteren Grenzen soll sich so verhalten, daß sowohl die elektrische Feldstärke im Spannungssteigerungs-Versuch als auch die Durchschlagzeit im Konstantspannungsversuch weibullverteilt sind [6]. Diese Forderung wird erhoben, um den Anschluß an die bisherigen Erfahrungen zu sichern.

Im folgenden werden immer die transformierte obere Grenze z_k und die transformierte untere Grenze mit dem Erwartungswert z_o betrachtet.

Starr und *Endicott* [3] haben die Betrachtung solcher Grenzen nicht durchgeführt. *Simoni* und *Pattini* [5] setzen die untere Grenze Null und die obere Grenze erhält den Wert A_L. Wird die transformierte untere Grenze zu einer Konstanten gemacht [5], so ergibt sich keine Korrelation des Durchschlagzeitpunktes zur Struktur, was für die weiteren Überlegungen hinderlich wäre. Setzt man die Gleichungen (3) bis (6) in die Gleichung (2) ein und formt nach der konstanten transformierten oberen Grenze z_k um [6], so erhält man

$$z_k = z_o + \int_0^{t_D} r_o \left(\frac{E}{E_0}\right)^n \mathrm{d}t. \tag{7}$$

Gleichung (7) ist eine grundlegende Formel für die Beschreibung der elektrischen Alterung.

Durch Aneinanderreihung zweier Prozesse, die sich durch den Lebensdauerexponenten n unterscheiden, erhält man eine gekrümmte Lebensdauerkennlinie. Es wird vorausgesetzt, daß sich beide Prozesse nicht gegenseitig beeinflussen. Damit wird die Anfangsalterung des zweiten Prozesses nach Gleichung (7) genauso groß wie die Anfangsalterung des ersten Prozesses plus dem Alterungsanteil, der durch den ersten Prozeß beigesteuert wird.

Der zweite Prozeß, in dem auch der Durchschlag erfolgt, lautet:

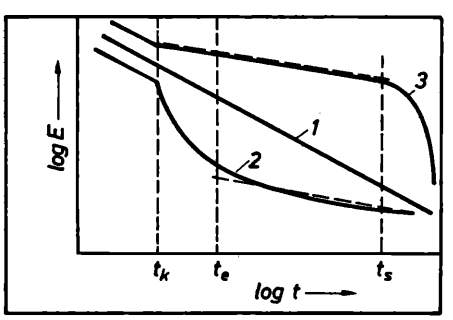


Bild 1. Typische gekrümmte Lebensdauerkennlinien
1 Lebensdauerexponent $n_1 = n_2$
2 Lebensdauerexponent $n_1 < n_2$
3 Lebensdauerexponent $n_1 > n_2$

Dr.-Ing. *Ernst-Christian André* ist Entwicklungsingenieur im TRO Transformatoren- und Schaltgerätegesellschaft mbH Berlin.

$$z_k = z_{02} + \int_{t_k}^{t_D} r_o \left(\frac{E}{E_0}\right)^{n_2} \mathrm{d}t. \tag{8}$$

Diesem zweiten Prozeß ist der erste vorgelagert, der bis zum Zeitpunkt $t = t_k$ wirkt, wobei es im ersten Prozeß nicht zum Durchschlag kommt. Der erste Prozeß lautet:

$$z_{02} = z_{01} + \int_{0}^{t_K} r_o \left(\frac{E}{E_0}\right)^{n_1} \mathrm{d}t. \tag{9}$$

Einsetzen von Gleichung (9) in Gleichung (8) liefert

$$z_k = z_{01} + \int_{0}^{t_K} r_o \left(\frac{E}{E_0}\right)^{n_1} \mathrm{d}t + \int_{t_K}^{t_D} r_o \left(\frac{E}{E_0}\right)^{n_2} \mathrm{d}t. \tag{10}$$

In den Gleichungen (8) bis (10) ist t_K die Prozeßwechselzeit und n_1 und n_2 sind die die Prozesse bestimmenden Lebensdauerexponenten. Findet zum Zeitpunkt t_K kein Prozeßwechsel statt, bleiben also die Lebensdauerexponenten gleich ($n_1 = n_2$), so erhält man durch Vereinfachung der Gleichung (10) wieder die Ausgangsgleichung (7). Die Gleichung (7) besagt, daß die Lebensdauerkennlinie im doppelt logarithmischen Maßstab log(E) über log(t) eine Gerade ergibt, während Gleichung (10) in diesem Maßstab auf eine gekrümmte Lebensdauerkennlinie führt [6]. Nach der Prozeßwechselzeit t_K setzt die Krümmung der Kennlinie ein. Dabei entsteht eine solche Kurve, die sich für $t_D \rightarrow \infty$ an die Lebensdauergerade mit dem Exponenten n_2 annähert. Gleichung (10) ist die Grundlage für die Kurven 2 und 3. In Kurve 2 ist $n_2 > n_1$ und in Kurve 3 ist $n_2 < n_1$. Ist der Zeitpunkt t_K experimentell nicht beobachtbar, z. B. $t_K < t_e$, so kann trotzdem eine Zweiprozeßalterung vorliegen. t_e ist der Zeitpunkt, von dem an die Beobachtung vorgenommen wird und t_s kennzeichnet das Beobachtungsende. Bei Vorhandensein zweier nacheinander ablaufender Alterungsprozesse ergeben sich gekrümmte Lebensdauerkennlinien der Formen 2 und 3 (Bild 1). In vielen Fällen erscheint die Krümmung der Lebensdauerkennlinien gering und wird deshalb als Gerade approximiert. Für den Fall der Kurve 2 erhält man durch die Geradenapproximation den Lebensdauerexponenten $n_{G2} \approx n_2$, was also eine gute Näherung darstellt. Für den Fall der Kurve 3 ergibt sich unter Umständen eine erhebliche Fehlinterpretation, vor allem dann, wenn die Beobachtungszeit zwischen t_e und t_s liegt (Bild 1). t_s kann im Bereich mehrerer Jahre liegen. Hier wird also der Lebensdauerexponent $n_{G3} \gg n_1 > n_2$ sein. Eine Lösung kann nur erbracht werden, wenn man den Kurzzeitbereich $t_D < t_e$ erfaßt, und die Krümmung der Kurve mit auswertet.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, daß mit Hilfe der Zweiprozeßalterung nach Gleichung (10) ein bestimmter Typ gekrümmter Lebensdauerkennlinien in der doppelt logarithmischen Darstellung log(E) über log(t) erzeugt werden kann. Der Prozeßwechsel kann dabei, wie oben beschrieben, von einem bestimmten Zeitpunkt an erfolgen oder von der elektrischen Feldstärke abhängig sein [6].

Literatur

[1] *Böttger, O.; Patsch, R.:* Zusammenhang zwischen Streumechanismus und Langzeitdurchschlagfestigkeit bei hochpolymeren PE. Bull. SEV 65 (1974) 4, S. 221–223

[2] *Pilling, J.:* Ein Beitrag zur Interpretation der Lebensdauerkennlinien und zur dielektrischen Bemessung und Prüfung von hochpolymeren Feststoffisolierungen. Dissertation B, TU Dresden 1976

[3] *Starr, W. T.; Endicott, H. S.:* Progressiv stress – a new accellerated approach to voltage endurance. AIEE Trans. Part III PAS 80 (1961), S. 515–523

[4] *Occhini, E.:* A statistical approach to the discussion of the dielectric strength in electric cables. Trans. IEEE PAS 90 (1971) 6, S. 2671–2682

[5] *Simoni, L.; Pattini, G.:* A new research into the voltage endurance of solid dielectrics. IEEE Trans El. Ins. Vol. 10 (1975) 1, S. 17–27

[6] *André, E.-C.:* Untersuchungen zum Durchschlagverhalten von dünnen Schichten aus Epoxidharz-Additiv-Gemischen; Dissertation A, TH Ilmenau 1983

EA 6131

Erosion und Materialwanderung von Kontaktwerkstoffen auf Silberbasis bei induktiven Schwachstrombelastungen

G. Bär; W. Dehnke; J. Schwarzlose, Freiberg [1)]

Verwendete Abkürzungen und Formelzeichen

A	Anode	c	Kontaktkapazität, lokale Kapazität
BF	Belastungsfall	i	Augenblickswert des Lichtbogenstromes
C	Kapazität	i_{min}	Lichtbogenmindeststrom
I	Schaltstrom	q	Niveaukennzahl
K	Katode	u_{min}	Lichtbogenmindestspannung
L	Schaltkreisinduktivität	α, β	Exponenten in (4)
NKZ	Niveaukennzahl		
QEB	Qualimetrische Eigenschaftsbewertung		
$Sch.$	Schaltspiel, Schaltzahl		
U	Schaltspannung		
V	Nettovolumen der Materialwanderung (Volumeneffekt)		
V_{AK}, V_{KA}	von $A \rightarrow K$ und von $K \rightarrow A$ übertragenes Stoffvolumen		
$\dot{V}$	Nettorate der Materialwanderung (arithmetischer Mittelwert)		
$\dot{V}_{AK}, \dot{V}_{KA}$	Raten der Stoffwanderung von $A \rightarrow K$ und von $K \rightarrow A$ (arithmetische Mittelwerte)		
$\dot{V}_{AK90}$	Rate der Stoffwanderung von $A \rightarrow K$ (90-%-Quantil)		

1. Einführung und Zielstellung

Schaltstückerosion und Materialwanderung sind Formen des elektrischen Verschleißes bei Schauerentladungen und mitbestimmend für Lebensdauer und Zuverlässigkeit von Schwachstrom-Schaltkontakten. Schauerentladungen sind rasche Folgen kurzzeitiger Lichtbögen (showering arcs), die in ungelöschten Schaltstrecken induktiver Gleichstromkreise bei $I < i_{min}$, $U \geqq u_{min}$ im Ergebnis wiederholter Aufladung der lokalen (Kontakt-) und der Verdrahtungskapazitäten und anschließender Entladung in die Schaltstrecke hinein entstehen [1] bis [8]. Energiequellen des Aufladevorgangs sind die Schaltkreisinduktivität und zu einem sehr kleinen Teil das speisende Netz. Die Entladung ist beendet, wenn die momentane Zündspannung des größer werdenden Kontaktspalts nicht mehr erreicht wird. Schauerentladungen brennen demzufolge energiebegrenzt; im Einzelbogen ist $i \geqq i_{min}$. Die Energiefreisetzung in den Fußpunkten der Schauerbögen führt zur Materialverdampfung mit unterschiedlicher Intensität an Anode und Katode. Der überwiegende Teil des erodierten Materials kondensiert an der jeweiligen Gegenelektrode. Der Volumeneffekt der Material-(Stoff-)wanderung beträgt

Dr.-Ing. *Gerd Bär*, Saxonia AG Freiberg, Geschäftsbereich Forschung und Entwicklung; Dipl.-Met. *Willi Dehnke* war z. Z. der Bearbeitung des Beitrages Mitarbeiter des Forschungsinstitutes für Nichteisen-Metalle Freiberg; Dipl.Geophys. *Jobst Schwarzlose*, Forschungsinstitut für Nichteisen-Metalle Freiberg

[1)] Die Autoren bedanken sich beim Zentralinstitut für Kernforschung Rossendorf der AdW der DDR für die Radioaktivierung der Nietschaltstücke und bei Herrn Ing. *D. Hartmann*, Bergbau- und Hüttenkombinat „Albert Funk" Freiberg, für die Kapazitätsmessungen am Verschleißprüfstand.

$$V = | V_{AK} - V_{KA} | \quad (1)$$

bzw. nach Normierung auf die absolvierten Schaltspiele

$$\dot{V} = | \dot{V}_{AK} - \dot{V}_{KA} | \quad \text{in cm}^3/\text{Sch.} \quad (2)$$

Im allgemeinen ist $\dot{V}_{AK} \neq \dot{V}_{KA}$. Die Folge ist der Geometrieeffekt in Form von Abtrag (Erosion) am anodischen und Materialablagerung (Stoffauftrag) am katodischen Schaltstück mit erheblicher Variationsbreite der geometrischen Konfiguration [1] [2] [7] [9] bis [12]. Bei Kabellasten kann durch Spannungsreflexionen und Bogenfolgen mit alternierender Stromrichtung die Wanderungsrichtung auch umkehren [4] bis [6].

Volumen- und der Geometrieeffekt werden durch mehrere Kontaktwerkstoffparameter, die Wirkungsweise der Stoffverdampfung an den Elektroden, von Schaltkreis- und Schaltgeräteparametern sowie von der Kontaktspalt- und Schaltstückgeometrie bestimmt [1] bis [10] und [13] bis [15]. Sie sind daher systemgebunden. Sofern Prüfanordnung und -parameter identisch sind, gestatten beide Effekte Vergleich und Relativbewertung von Kontaktwerkstoffen und Schaltstücken nach ihrer funktionellen Eigenschaft „Erosion/Materialwanderung". Mit dieser Zielstellung wurden an folgenden Silberbasislegierungen Messungen unter elektrischen Standard-Belastungsfällen (BF) durchgeführt:

- Silber-Kupfer AgCu20, AgCu10, AgCu4
- Silber für die Elektrotechnik E-Ag99,9, Feinkornsilber AgNi mit (0,1...0,16) Masse-% Ni
- Silber-Palladium AgPd5, AgPd10, AgPd25, AgPd30, AgPd40.

Zu diesen Legierungsgruppen gehören über 80 % der Werkstoffe für ungeschützte Abhebekontakte in Relais, in der Nachrichtentechnik und in Befehlsgeräten, Tastaturen (vgl. TGL 12736 und [16] [17]). Die Prüfergebnisse sind neben technologischen Parametern und mit Werkstoffdaten zur Korrosionsbeständigkeit und zum mechanischen Verschleiß Grundlage für die weitere Einsatzoptimierung von Edelmetall-Kontaktwerkstoffen in einer Vielzahl von schwachstromtechnischen Anwendungsfällen.

2. Prüfprogramm

Die Prüfungen hatten die Bestimmung des Volumeneffekts zum Ziel und umfaßten radiometrische Materialwanderungsmessungen nach [18] und [19] an Nietschaltstücken und an Relaiskontakten in Normalatmosphäre (ohne zusätzliche Schadstoffbeanspruchung) unter klimatischen Standardmeßbedingungen nach TGL 24961/02. Die Auswertung erfolgte nach der Methode der qualimetrischen Eigenschaftsbewertung (QEB) unter Zuhilfenahme von einschlägigen Prüfergebnissen aus der Nachrichten- und der Relaistechnik [20] bis [31].

2.1. Schaltstückprüfungen

- Durch Schaltung radioaktiver Proben als Anode und als Katode getrennte Bestimmung der mittleren Wanderungsraten V_{AK} und V_{KA} und daraus Berechnung der jeweiligen Nettorate V (Unsicherheit = 8 %).
- Prüfschalter: Verschleißprüfstand für Nietschaltstücke [32]
- Elektrische Belastungsfälle 1 bis 4 nach Tafel 1
- Mechanische Schaltparameter siehe [32]
- Prüflinge: Nietschaltstück SSTN-A und SSTN-B nach Tafel 2
- Für jede A/K-Schaltungsvariante und jeden BF Einsatz unbeschalteter, metallisch sauberer Proben.

2. 2. Relaisprüfungen [2)]

- Bestimmung des 90-%-Quantils V_{AK90} des Materialübergangs $A \rightarrow K$
- Prüfschalter: Flachrelais 48 [33]
- Elektrische Belastungsfälle 5 bis 7 nach Tafel 1
- Mechanische Prüfparameter siehe [33]
- Relaiskontakte: Nietschaltstück SSTN-B nach Tafel 2
- Für jeden BF Einsatz unbeschalteter, metallisch sauberer Proben.

2. 3. QEB „Materialwanderung"

Die QEB ist allgemein in [34] und für die vorliegende Aufgabenstellung in Bild 1 dargestellt.

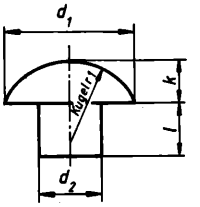
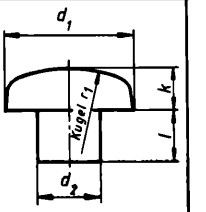
Die Bewertung des Verschleißverhaltens erfolgt integral für die BF 1 bis 4 und 5 bis 7. Bewertungsmerkmale sind die Wanderungsraten A → K, K → A und die Nettorate, Prüfergebnisse die zugehörigen arithmetischen Mittelwerte $\dot{V}_{AK}$, $\dot{V}_{KA}$, $\dot{V}$ bei den BF 1 bis 4 bzw. die Quantile $\dot{V}_{AK90}$ bei den BF 5 bis 7. Die Prüfergebnisse werden konstant nach den Bewertungsmerkmalen und proportional nach der fiktiven Schaltungskreisenergie $1/2 \cdot I^2 \cdot L$ [35] gewichtet. Die $(1/2 \cdot I^2 \cdot L)$-Summen betragen 58 mW · s für BF 1 bis 4 und 20 mW · s für BF 5 bis 7; die Gewichte sind in Tafel 1 enthalten. Auf Grund der energieproportionalen Wichtung wird

[2)] Die Relaisprüfungen erfolgten im Rahmen vertraglich gebundener, direkter wissenschaftlich-technischer Zusammenarbeit im Fernmeldetechnischen Betrieb „Beloiannisz" Hiradastechnikai Gyar (BHG) Budapest.

Tafel 1. Belastungsfälle

NEA Nachrichtenelektronik „Ernst Thälmann" Arnstadt; RGI Relaistechnik Großbreitenbach; BHG „Beloiannisz" Hiradastechnikai Gyar Budapest; FL Funkenlöschung; o. FL ohne Funkenlöschung; w Gewicht, Wichtungsfaktor; Gs Gleichspannung

BF	U (Gs) (V)	I (A)	L (Nennwert) (H)	FL	Lastwiderstand	entspricht Belastungsfall	Anzahl der Schaltungen	$\frac{1}{2} \cdot I^2 \cdot L$ (mW · s)	w
1		0,1	5		Relaisdrossel LabBv A66/33 (16) 450-6600-0,11 CuL (NEA)	BF 3 TGL 29324	je 2.10^3 Sch. zur Bestimmung von V_{AK} und V_{KA}.	25	25/58=0,431
2		0,05	20		Relaisdrossel LabBv A66/33 (16) 1060–1400–0,11 CuL (NEA)	B 2 TGL 24961/01 und BF 4 TGL 29324		25	25/58=0,431
3	60	0,1	< 0,1		Ohmscher Widerstand 600 Ohm	C TGL 24961/OL und BF 6 TGL 29324		< 0,5	0,5/58=0,009
4		0,048	< 2	o.FL	Magnet GMB 100 Bv 1.03 (RGI) mit Ankerfixierung	–		< 7,5	7,5/58=0,129
5		0,3	< 0,1					< 4,6	4,6/20=0,23
6	48	0,05	0,3		nach Prüfvorschrift BHG, vgl. [28]		(0,3...0,5). 10^6 Sch.	0,4	0,4/20=0,02
7	60	0,1	3					15	15/20=0,75

Schaltstücktype nach TGL 0-46240	SSTN-A 2 × 0,6 × 1,5	SSTN-B 2 × 0,6 × 2,4
Kopfform nach TGL 20695/01		
	Kopfform A kalottenförmig	Kopfform B ballig
Abmessungen in mm:		
Kopfdurchmesser d_1	2,0 ± 0,1	2,0 ± 0,1
Kopfhöhe k	0,6 + 0,05	0,6 + 0,05
Kopfradius r_1	1,5 + 0,2	6 ± 1
Schaftlänge l	1,5 + 0,15	2,4 + 0,15
Schaftdurchmesser d_2	0,93 - 0,08	0,93 - 0,08

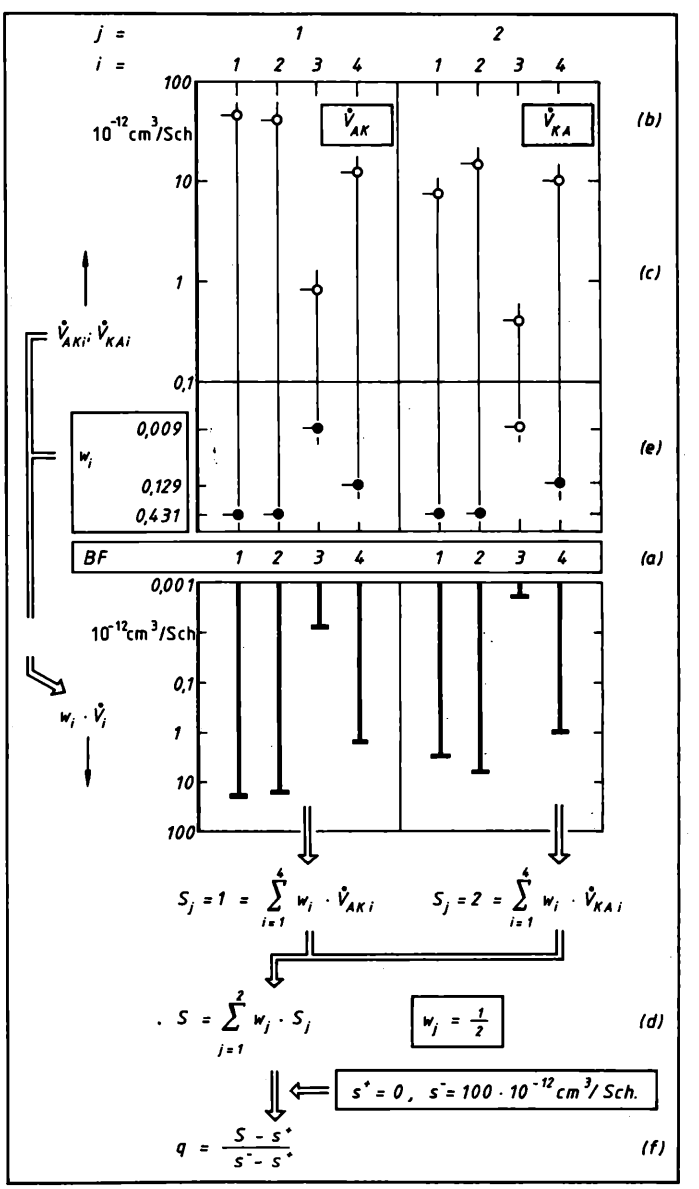


Bild 1. QEB „Materialwanderung" i Index des BF; j Index des Bewertungsmerkmals; w_i, w_j Gewichte der BF und der Bewertungsmerkmale; S_j Teilergebnissumme; S Ergebnissumme; s^+, s^- Extremal-Ergebnissummen (Vorgegebene Größen und Werte sind eingerahmt).
(a) Belastungsfälle, für die die QEB durchgeführt wird; (b) Bewertungsmerkmale; (c) Prüfergebnisse; (d) Konstantwichtung der Prüfergebnisse nach den Bewertungsmerkmalen; (e) Energieproportionale Wichtung der Prüfergebnisse nach den Belastungsfällen; (f) Extremal-Ergebnissummen, Ergebnissumme, Niveaukennzahl

die Größe der Niveaukennzahlen (NKZ) in erster Linie von den induktiven BF 1, 2 und 7 bestimmt, und die QEB spiegelt in der verwendeten Form primär das Werkstoffverhalten unter erosiven Abschaltbedingungen wider. Die NKZ ergeben sich mit den Extremal-Ergebnissummen 0 und $100 \cdot 10^{-12}$ cm³/Sch. nach Bild 1 (f) und gestatten die Relativbewertung der Werkstoffe in folgender Weise:

$q = 0$ Es findet kein Materialtransfer statt oder es ist wegen $\dot{V}_{AK} = \dot{V}_{KA}$ kein Volumeneffekt vorhanden; beste Erosionsbeständigkeit.

$0 < q < 1$ Kennzeichnet das relative Niveau der Stoffwanderung mit dem Trend: je größer q, desto intensivere Transportvorgänge.

$q = 1$ Kennzeichnet das nachweisbar schlechteste Verschleißverhalten: alle $\dot{V}_{AK}$ und $\dot{V}_{KA}$ bzw. $\dot{V}$ sind $\geqq 100 \cdot 10^{-12}$ cm³/Sch.

3. Ergebnisse

Es wurden folgende prinzipiellen Ergebnissen erhalten (Bilder 2 und 3):

- Unter den gegebenen Prüfbedingungen dominieren Anodenerosion und Wanderung von $A \rightarrow K$.
- AgCu-Werkstoffe neigen zu stärkerer Materialwanderung als AgPd-Legierungen. Dieser Sachverhalt ist aus früheren Untersuchungen und aus der Schaltgerätepraxis bekannt.
- Die Abhängigkeit des Volumeneffekts von der Legierungszusammensetzung ist in der AgCu-Gruppe geringer als bei AgPd.
- Erosion und Materialwanderung werden in starkem Maße von der Schaltstück-Kopfform beeinflußt.

Eine befriedigende metall- und elektrophysikalische Deutung dieser Phänomene scheitert trotz des Vorhandenseins weit entwickelter Verschleißmodelle an der noch ungenügenden Kenntnis und Berechenbarkeit wesentlicher Kontaktwerkstoff-, thermischer und Plasmaparameter [36] und der Energieverteilung auf die Elektroden [7]. Selbst die Quantifizierung zunächst trivial erscheinender Einflußgrößen wie Öffnungsdynamik oder im Lastkreis gespeicherte Energie bei Eisendrosseln [35] ist mit erheblichen Unsicherheiten verbunden. Deshalb muß die Ergebnisdiskussion empirisch und mit Hilfe von Analogiebetrachtungen erfolgen.

3. 1. Geometrieeffekt

Wegen fehlender Kabellasten und Zusatzkapazitäten waren Erosion/Kraterbildung an der Anode und Spitze-/Kuppenbildung am katodischen Schaltstück zu erwarten.

3. 2. Einfluß des Legierungsgehaltes auf den Volumeneffekt

Bei AgCu (≦ 20) weist die Materialwanderung in Abhängigkeit vom Legierungsgehalt steigende und bei AgPd (≦ 40) fallende Tendenz auf, Bilder 2a, b und 3a, b.

In der AgCu-Gruppe ist die Variation der Nettorate wesentlich kleiner als bei AgPd. Das ist auf eine verhältnismäßig hohe, stark mit dem Cu-Anteil wachsende Rate $\dot{V}_{KA}$ zurückzuführen, die die ebenfalls, aber schwächer ansteigende Wanderung $\dot{V}_{AK}$ teilweise kompensiert und so den Summeneffekt nivelliert (Bild 3 a). Auf Grund dessen sind werkstoffbedingte Unterschiede in der Lebensdauererwartung von E-Ag und AgCu (4...20) gering, werden von schaltgerätebedingten oder äußeren lebensdauerbestimmenden Einflüssen überdeckt, unterdrückt oder liegen in der Lebensdauerreserve des Kontaktsystems. Damit wird die Aussage in [29] bis [31] gestützt, daß bei ohmschen und induktiven Belastungen niedriger Stromstärke gleiche Schaltzahlen mit E-Ag- und AgCu(≦ 20)-Kontakten erreichbar sind.

Bei AgPd setzt sich die Abnahme der Wanderungsintensität mit höheren Pd-Gehalten > 40% noch fort [37]. Darüber hinaus beeinflußt steigender Pd-Anteil positiv den Geometrieeffekt. Daraus folgt, daß von E-Ag99,9 zu AgPd40 die Lebensdauer stetig zunimmt. Das in [17] [28] [37] publizierte Wanderungsmaximum zwischen 0 und 10% Pd und ein folgendes, mit reinem Silber vergleichbares niedriges Niveau bei 20...40% Pd konnten nicht bestätigt werden. Insofern präzisieren die Befunde unter 7 Belastungsfällen frühere Ergebnisse; in [14] und [37] erwähnte theoretische Schwierigkeiten bei der Erklärung der Stoffwanderung von AgPd dürften gegenstandslos sein.

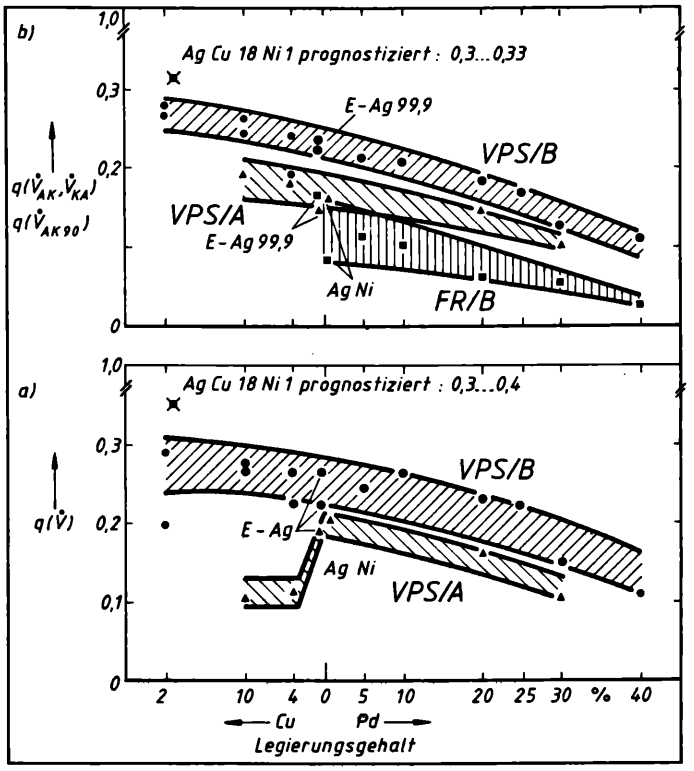


Bild 2. Niveaukennzahlen der Materialwanderung
a) für die Nettorate $\dot{V}$; b) für die Einzelraten $\dot{V}_{AK}$, $\dot{V}_{KA}$ VPS/A Schaltstückprüfung: Verschleißprüfstand, A-Schaltstücke, $q(\dot{V}_{AK}, \dot{V}_{KA})$ VPS/B Schaltstückprüfung: Verschleißprüfstand, B-Schaltstücke, $q(\dot{V}_{AK}, \dot{V}_{KA})$ FR/B Relaisprüfung: Flachrelais 48, B-Schaltstücke, $q(\dot{V}_{AK90})$

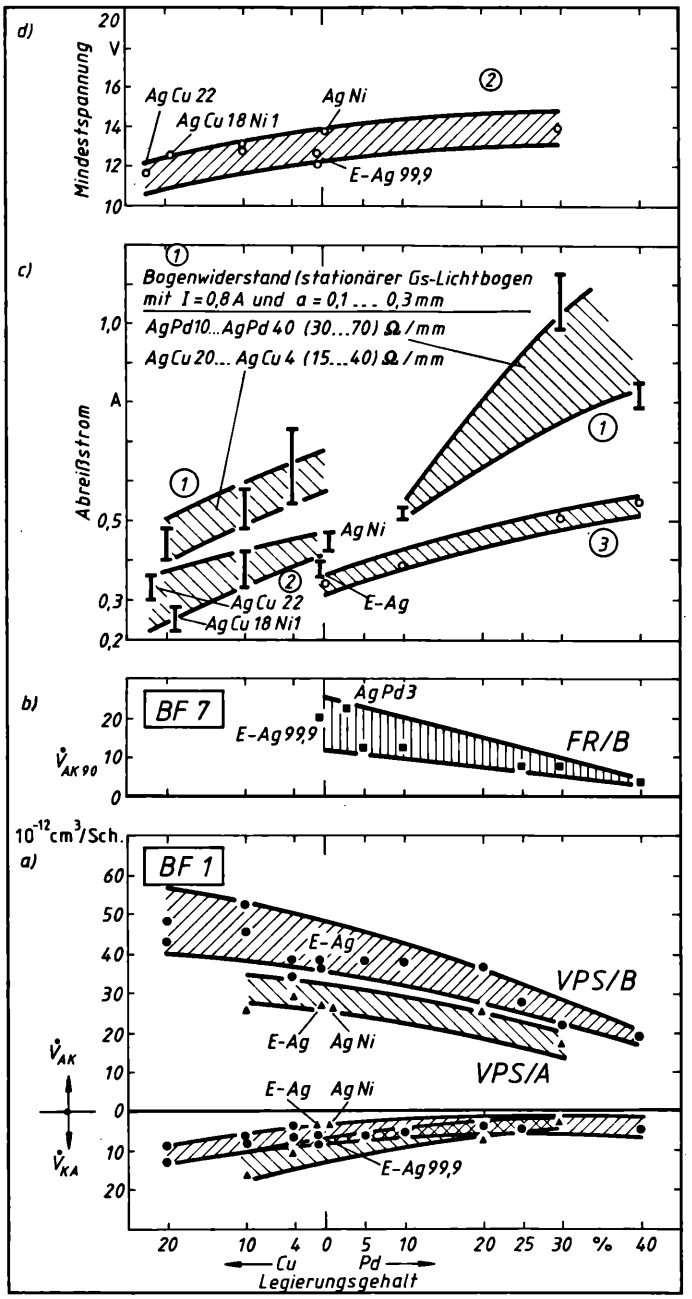


Bild 3: Wanderungsraten und Lichtbogenparameter
a) Wanderungsraten $\dot{V}_{AK}$ und $\dot{V}_{KA}$ an Schaltstücken bei BF 1
b) Wanderungsrate $\dot{V}_{AK90}$ an Relaiskontakten bei BF 7
c) Lichtbogenwiderstand und Abreißnorm stationärer Gleichstrom-Lichtbögen
1 aus [30] [31] und eigene Messungen
2 nach [22] [23] [25] [26]
3 nach [27]
a Lichtbogenlänge
d) Lichtbogenmindestspannung
2 nach [22] [23] [25] [26]
Abkürzungen in a) und b) wie bei Bild 2. Meßbedingungen für Bogenwiderstand, Abreißstrom und Lichtbogenmindestspannung siehe Originalquellen.

Metallverdampfung und -transfer werden u. a. von den plasmaphysikalischen Brennbedingungen der Schauerbögen beeinflußt. Maße für die Brenneigenschaften sind elektrischer Widerstand, Mindestspannung und Abreißstromstärke stationärer Gleichstromlichtbögen (Bilder 3 c und d). Während die Bogenmindestspannungen bei Meßbedingungen der Nachrichtentechnik im engen Band 11...14 V liegen, sind Bogenwiderstand und Abreißstrom deutlicher werkstoffdeterminiert. Die Widerstände von AgCu- und AgPd-Gleichstrombögen stehen etwa im Verhältnis 1 : 2. Ähnliche Relationen sind für die dynamischen Mikro-Schauerbögen wahrscheinlich. Wegen der Energiebegrenzung der Schauerentladung folgen daraus AgPd kleinere Brenndauern der Einzelbögen und der gesamten Bogenfolge sowie höhere Abreißstromstärken als bei AgCu. Für beide Werkstoffsysteme ist eine scharfe Abhängigkeit zwischen Abreißstrom und Legierungszusammensetzung charakteristisch, die zwangsläufig die umgekehrte Tendenz hat wie die Abhängigkeit zwischen Volumeneffekt und Legierungszusammensetzung.
Reinsilber E-Ag 99,9 und Feinkornsilber AgNi unterscheiden sich in der Wanderungsneigung nur wenig. Demzufolge kann im Einsatz mit gleichen Standzeiten gerechnet werden [22]. Systematische Prüfungen an pulvermetallurgischen Werkstoffen mit hohen Nickelgehalten (AgNi90/10, AgNi80/20) stehen noch aus.
Als potentieller Kontaktwerkstoff der Nachrichtentechnik wurde die Dreistofflegierung AgCu18Nil Labor- und Betriebserprobungen unterzogen [23] [26]. Aus den Ergebnissen ist eine höhere Verschleißneigung gegenüber AgCu-Zweistofflegierungen abzuleiten; erreichbare Schaltzahlen liegen unter der AgCu10-Lebensdauer. In den Bildern 2a und b sind prognostizierte Niveaukennzahlen für AgCu18Nil angegeben.

3. 3. Schaltstück-Kopfform und Volumeneffekt

Zwischen der mittleren Stromstärke i eines Einzelbogens einer Schauerentladung, der Schaltkreisinduktivität L und der lokalen Kapazität c besteht nach [38] die Proportionalität

$$i \sim \sqrt{c/L} \tag{3}$$

Auf Grund der Ladungs-(Strom)-Abhängigkeit des Erosionsvolumens beeinflußt die Kontaktkapazität mittelbar die Wanderungsraten und die Niveaukennzahlen:

$$V \sim c^{\alpha},\ q \sim c^{\beta} \text{ mit } \alpha, \beta > 0 \tag{4}$$

In Analogie zur Kapazität einer Kugelfunkenstrecke hängt die Kontaktkapazität vom Elektronenradius, im konkreten Fall von Kopfdurchmesser und -radius der Schaltstücke, ab [39]:

$$c \sim d_l, r_l \tag{5}$$

(d_l und r_l siehe Tafel 2.). Zum experimentellen Nachweis dieses Sachverhaltes wurden die geöffneten Schaltstrecken des Ver-

schleißprüfstandes [32] bei Bestückung mit A- und mit B-Schaltstücken einzeln unter folgenden Bedingungen ausgemessen:

- RCL-Universal-Meßbrücke E 316 (VRP)
- C-Messung zwischen den äußeren Anschlüssen jeder Schaltstrecke
- Meßfrequenz = 1 kHz
- die Kontakte waren gegen eine 6 μm dicke Polyäthylenterephthalat-Folie (PETP, relative Dielektrizitätskonstante $\approx 3{,}2$ [40]) zusammengefahren. Es betrugen

$C = 1{,}5 \ldots 2{,}3$ pF bei SSTN-A mit $d_1 = 2$ mm und $r_1 = 1{,}5$ mm
$C = 2{,}3 \ldots 3$ pF bei SSTN-B mit $d_1 = 2$ mm und $r_1 = 6$ mm.

C ist die Summe von Kontakt- und Verdrahtungskapazität. Die Verdrahtungskapazität ist konstruktiv bedingt und unabhängig von der Schaltstückabmessung. Somit werden die höheren C-Werte bei B-Schaltstücken durch größere Kontaktkapazität verursacht. Diese führen dann entsprechend (3) und (4) zu den gemessenen intensiveren Erosions- und Wanderungsraten.

4. Zusammenfassung und Applikationshinweise

- Die NKZ q(V̇) der Nettowanderung bei B-Schaltstücken aus AgCu10, E-Ag99,9 und AgPd30 betragen im Mittel 0,27 : 0,24 : 0,18. Das korreliert mit Lebensdauerverhältnissen von (0,9...1) : 1 : (2...10) für eine Vielzahl unterschiedlicher Anwendungsfälle und Lebensdauerkriterien.
- Im Rahmen üblicher Nennausschaltvermögen und Schaltleistungen der Relaistechnik gewährleisten Kontakte aus E-Ag99,9 AgNi und AgCu-Legierungen bei schwachen Gleichstrom- und niedrigen bis mittleren Wechselstrombelastungen vergleichbare elektrische effektive Lebensdauern (siehe auch [29] bis [31]). Aus Gründen der Korrosionsbeständigkeit und der Verarbeitbarkeit ist in der Anwendung den Marken AgCu4 und AgCu10 TGL 12736 der Vorzug zu geben.
- AgCu-Legierungen weisen vor allem bei induktiven Lasten mehr als doppelt so große absolute Wanderungsraten wie AgPd30 auf. Deshalb ist der Einsatz von AgCu und die Möglichkeit zur Substitution von AgPd30 durch AgCu-Werkstoffe auf ohmsche oder schwach induktive Lastkreise beschränkt bzw. erfordert Funkenlöschung, sofern gleiche elektrische effektive Lebensdauern erbracht werden sollen. Diese Tatsache bestimmt entscheidend die Strategie des Kontaktwerkstoffeinsatzes in der Nachrichten-/Vermittlungstechnik der DDR seit 1970 [20] bis [26]. Unter diesen Gesichtspunkten hat die edelmetallsparende Dreistofflegierung AgCu18Nil nur Einsatzchancen bei ohmschen Gleichstromlasten, in gelöschten Kreisen oder bei Wechselstrom. Korrosionsprobleme sind wegen des hohen Cu-Gehaltes und des Ni-Anteils nicht auszuschließen. Aus der Relaistechnik liegen zu diesem Werkstoff noch keine Erfahrungen vor.
- Nach den Prüfbefunden unterscheidet sich das Erosionsverhalten E-Ag99,9 und AgNi nicht signifikant. Der geringe Gehalt von $\leqq 0{,}16$ Masse-% Ni im Feinkornsilber verursacht keine Korrosionsprobleme. Beide Werkstoffe sind in Schwachstromanwendungen von seiten ihrer elektrischen Verschleißfestigkeit austauschbar. Dadurch besteht die Möglichkeit, die gute Warm- und Zeitstandsfestigkeit und die bei höheren Temperaturen erhöhte Abbrand- und Abriebfestigkeit des AgNi mehr als bisher zu nutzen.
- Ausgehend von den Werkstoff- und Kontakteigenschaften binärer AgPd-Legierungen erscheint die breitere Anwendung von AgPd20 dort möglich, wo Ag und AgCu auf Grund der Korrosions- und der elektrischen Beanspruchung und wegen der geforderten Lebensdauer nicht geeignet sind. Eine Wiederaufnahme von Applikationsprüfungen mit dem Ziel der Einsatzoptimierung von AgPd20 und AgPd30 ist aus dieser Sicht trotz etwas geringerer Erosions-/Wanderungsbeständigkeit von AgPd20 technisch sinnvoll und nach wie vor materialökonomisch notwendig [14] [28] [37]. Die Korrosionsbeständigkeit genügt in vielen Anwendungsfällen, Verarbeitungsschwierigkeiten bestehen noch. Die Entwicklungsrichtung „Inneroxydierte ternäre AgPd-Werkstoffe" (AgPd20MgO(i) [25] [28]) wird in der DDR nicht mehr verfolgt.

Literatur

[1] *Holm, R.:* Electric Contacts – Theory and Application. Berlin/Heidelberg/New York: Springer-Verlag 1967
[2] *Höft, H.:* Elektrische Kontakte – Physikalische Grundlagen. Berlin: VEB Verlag Technik 1977
[3] *Höft, H.:* Elektrische Kontakte – Ausgewählte Beiträge. Berlin: Akademie-Verlag 1980, S. 17–41
[4] *Borchert, L.;* u. a.: Frequenz, Berlin (West) 21 (1967)3, S. 95–98
[5] *Broekmate, U.:* VDE-Fachberichte, Berlin (West) 27 (1972) S. 149–152
[6] *Pharney, J. R.:* Electrical Contacts – Proc. 6th. Int. Conf. on Electric Contact Phenomena, 5. – 9. 6. 1972, Chicago (III.), S. 379–391
[7] *Höft, H.:* Fernmeldetechnik, Berlin 19(1979)1, S. 28–31
[8] *Schwittlinsky, U.;* u. a.: Beiträge zur VIII. Kontaktagung der DDR, 19. – 21. 5. 1987, Technische Universität Karl-Marx-Stadt, S. 23–27
[9] *Nitzsche, K.;* u. a. (hrsg.): Funktionswerkstoffe der Elektrotechnik und Elektronik. Leipzig: VEB Deutscher Verlag für Grundstoffindustrie 1985, S. 94–96
[10] *Keil, A.:* Werkstoffe für elektrische Kontakte. Berlin/Göttingen/Heidelberg: Springer-Verlag 1960
[11] *Elsner, N.;* u. a.: ICEP '80 – Proc. 10th Int. Conf. on Electric Contact Phenomena, 25. – 29. 8. 1980, Budapest, S. 37–46
[12] *Elsner, N.;* u. a. Siemens-Forschungs- und Entwicklungsberichte, München 12 (1983) 3, S. 188–193
[13] *Kupfer, R.;* u. a. Stahlberatung, Freiberg 4 (1975) 2, S. 7–15
[14] *Rühlicke, D.:* Neue Hütte, Leipzig 22 (1977)7, S. 361–366
[15] *Stahl, R.;* u. a.: Metall, Berlin (West) 33 (1979) 11, S. 1172–1176
[16] *Schiefner, M.:* Stahlberatung, Freiberg 11 (1984) 2, S. 13–20
[17] *Höft, H.:* Elektrische Kontakte – Werkstoffe, Einsatzbedingungen, Berlin: VEB Verlag Technik 1980
[18] *Dehnke, W.:* Isotopenpraxis, Berlin 13 (1977) 10, S. 362–364
[19] *Farkas, T.:* Izotoptechnika, Budapest 21 (1978), S. 311–315
[20] *Martin, H.:* Fernmeldetechnik, Berlin 19 (1979) 1, S. 31–34
[21] *Martin, H.:* Nachrichtentechnik Elektronik, Berlin 29 (1979) 9, S. 356–358
[22] *Hensel, H.;* u. a.: Elektrische Kontakte – Ausgewählte Beiträge. Berlin: Akademie-Verlag 1980, S. 89–96
[23] *Stange, H. W.;* u. a.: INT-Mitteilungen Ausgabe A, Berlin 7 (1985) 1, S. 3–8
[24] *Martin, H.;* u. a.: Nachrichtentechnik Elektronik, Berlin 35 (1985) 8, S. 315–317
[25] *Martin, H.:* Nachrichtentechnik Elektronik, Berlin 35 (1985) 10, S. 389–392
[26] *Stange, H. W.;* u. a.: Nachrichtentechnik Elektronik, Berlin 36 (1986) 10, S. 386–389
[27] *Takahashi, A.;* u. a.: The Transactions of the IECE of Japan, Tokyo E61 (1978) 1, S. 45–46
[28] *Rühlicke, D.;* u. a.: Stahlberatung, Freiberg 5 (1978) 5, S. 10–14
[29] *Lein, R.;* u. a.: ELEKTRIE, Berlin 33 (1979) 10, S. 511–513
[30] *Lein, R.;* u. a.: ELEKTRIE, Berlin 34 (1980) 11, S. 587–589
[31] *Lein, R.;* u. a.: Stahlberatung, Freiberg 8 (1981) 1, S. 11–14
[32] *Dehnke, W.;* u. a.: ELEKTRIE, Berlin 41 (1987) 7, S. 267–269
[33] TGL 29324 Elektrische Nachrichtentechnik; Flachrelais 48, Hauptkennwerte, Ausg.
[34] *Bär, G.;* u. a.: ELEKTRIE, Berlin 41 (1987), im Druck
[35] *Tholl, H.-J.;* u. a.: Nachrichtentechnik Elektronik, Berlin 29 (1979) 9, S. 373–376
[36] *Burkhard, G.:* Impuls, Dresden 18 (1978) 2, S. 45–49
[37] *Rühlicke, D.:* Elektrische Kontakte – Ausgewählte Beiträge. Berlin: Akademie-Verlag 1980, S. 97–109
[38] *Atalla, M. M.:* The Bell System Technical Journal, New York 32 (1953) 9, S. 1231–1244
[39] Taschenbuch Elektrotechnik, Band 6: Systeme der Elektroenergietechnik, Berlin: VEB Verlag Technik 1982, S. 245–251
[40] *Hensel, H.;* u. a.: Thermoplaste – Anwendung in der elektrotechnischen Industrie. Berlin: VEB Verlag Technik 1968, S. 118–123

EA 5939

Speicherprogrammierbare Steuerungen und Prozeßleitsysteme

1. Tagung des Verbandes Deutscher Elektrotechniker (VDE) e. V.

Zeit: 22. November 1990
Ort: Kongreßhalle Berlin, Alexanderplatz

Anfragen
VDI/VDE Technologiezentrum Informationstechnik GmbH
Frau **Hoppe**
Budapester Straße 40
W–1000 Berlin 30
Telefon: 2609203
Telefax: 3327517 (ab 18 Uhr in O-Berlin)

Die Redaktion

Spezielle Untersuchungen zur Alterung von Aluminium-Preßverbindungen für Kabelleiter

W. Brösicke, Berlin
Mitteilung aus dem Fachbereich Elektrotechnik der Fachhochschule für Technik Berlin-Lichtenberg

Verwendete Formelzeichen und Indizes

A	Aktivierungsenergie
A_A	Armaturenquerschnitt
A_i	Innenquerschnitt der Hülse
A_L	Leiterquerschnitt
A_W	Werkzeuginnenquerschnitt
c	spezifische Wärmekapazität
C	Wärmekapazität
d	Durchmesser
D	Diffusionskoeffizient
D_O	Strukturkonstante
E	Elastizitätsmodul
f	Füllfaktor
F	Kraft
F_{Abz}	Abziehkraft
F_{Bruch}	Leiterbruchkraft
H	stoffspezifische Konstante
I	Strom
I_k	Kurzschlußstrom
k	Geschwindigkeitskonstante
l_M	Meßlänge $l_M = 2 \cdot l_s + l_v$
l_s	Abstand zwischen Armatur und Meßpunkt
l_v	Armaturenlänge
P	Leistung
P_L	fortgeleitete Wärmeleistung
P_S	gespeicherte Wärmeleistung
P_v	elektrische Verlustleistung
R	elektrischer Widerstand
R^*	universelle Gaskonstante
R_E	Engewiderstand
R_F	Fremdschichtwiderstand
R_K	Kontaktwiderstand
R_{Kp}	Kontaktwiderstand einer Preßstelle
R_{Ka}	Kontaktwiderstand der äußeren Preßstelle
R_{Ki}	Kontaktwiderstand der inneren Preßstelle
R_L	Widerstand eines ungeschnittenen Leiters über der Meßlänge l_M
$R_{\ddot{U}o}$	Anfangsübergangswiderstand der Verbindung über l_M
t	Zeit
T	abs. Temperatur
v	Preßverhältnis
x, y, z	Raumkoordinaten
Y_W	Wärmeleitwert
$\#$	linearer Wärmeausdehungskoeffizient
δ	relativer Übergangswiderstand
δ_o	relativer Anfangsübergangswiderstand
δ_{50}	relativer Übergangswiderstand nach 50 Jahren
ϑ	Temperatur
Θ	Übertemperatur
Δ	Laplacescher Operator für die Ebene
λ	Wärmeleitfähigkeit
ρ_F	spezifischer Fremdschichtwiderstand
ρd	Dichte
σ	mechanische Spannung
φ, r, a	Zylinderkoordinaten

Dipl.-Ing. *Wolfgang Brösicke* war zur Zeit der Erarbeitung wissenschaftlicher Mitarbeiter an der Ingenieurhochschule Berlin, Sektion Elektrotechnik.
Gewidmet der Gründung der Fachhochschule für Technik Berlin-Lichtenberg.

Problematik

Preßverbindungen haben sich seit Jahren in der Starkstromtechnik bewährt. Neben den bekannten Verfahrensgruppen des örtlichen Eindruck- und Rollpressens spielen die im Querschnittsbereich von 16 bis 1200 mm² eingesetzten Umfangpreßverbindungen, die im folgenden behandelt werden, eine dominierende Rolle. Man versteht darunter, durch relativ gleichmäßige radiale plastische Verformung von Armatur (Kabelschuh, Verbindungshülse) und Leiter hergestellte, unlösbare und mittelbar elektrisch leitende Verbindungen. Unter verschiedenen Geometrien hat sich international und in Deutschland die Hexagonalpressung durchgesetzt. Wegen ihrer Montagefreundlichkeit und Zuverlässigkeit und insbesondere des Wegfalls thermischer Hilfsenergie (Schweißen) boten sich Preßverbindungen in hervorragender Weise für PE- und XLPE-Kabelleiter an. Die höheren Leitergrenztemperaturen der XLPE-Kabel erforderten aber eine Anpassung der entsprechenden Verbindungsverfahren.

1. Grundlagen

Preßverbindungen beruhen auf einer optimal eingestellten elastischen Rückfederung von Leiter und Armatur im Bereich ihrer plastischen Verformung. Ziel ist eine möglichst große Anzahl von Mikrokontakten mit jeweils möglichst geringem Engewiderstand R_E und eine bleibende Stabilität im vorgesehenen Betriebszeitraum. Das in der energetischen Elektrotechnik in großem Umfang als Leiterwerkstoff eingesetzte Aluminium bildet jedoch aufgrund seiner hohen Sauerstoffaffinität eine dünne, sehr feste Oxidschicht mit ausgezeichneten Isoliereigenschaften $R_F \rightarrow \infty$, die diesem Ziel entgegenwirkt. Die bekannte Holmsche Gleichung

$$R_K = R_E + R_F \tag{1}$$

führt somit bei makroskopischer Betrachtung zur Aufgabe, die zu verbindenden Oberflächen so zu behandeln, daß die Fremdschicht beseitigt und eine Neubildung verhindert wird. Die Eigenschaften des Al_2O_3 beeinflussen diesen Prozeß sowohl positiv als auch negativ. Negativ wirkt die vor allem (aber nicht nur) zeit- und temperaturabhängige Geschwindigkeit des Schichtdickenwachstums, die zu einem extrem schnellen Überziehen metallischer Flächen führt. Fördernd wirkt die Sprödigkeit der harten amorphen Deckschicht, die bei auftretenden mechanischen Spannungen in zufälliger Verteilung aufreißt. Darunter befindliches metallisches Aluminium quillt im Bereich seiner plastischen Verformung hervor und kann somit Kontaktbrücken bilden. Der Vorgang kann durch metallische oder nichtmetallische Preßzusätze (Kontaktpasten), die einem zugleich konservierenden Medium beigemengt sind, wesentlich gefördert werden. Praktische Verfahren nutzen entweder Preßzusätze oder orientieren auf eine sorgfältige Oxidschichtbeseitigung, z. B. mit scharfen, sauberen und fettfreien Stahldrahtbürsten innerhalb einer zugelassenen Zeit bis zur Verpressung (nach TGL 200-1653/30 10 min.). Je nach Anwendungsfall sind auch Kombinationen von Reinigung und Preßzusatz möglich.
Dem Verfahren obliegt nun die Aufgabe, innerhalb dieser Randbedingungen einen geringen relativen Anfangsübergangswiderstand

$$\delta_o = \frac{R_{\ddot{U}o}}{R_L} < 1 \tag{2}$$

bei großer Langzeitstabilität $\delta_{50} < 3$ zu gewährleisten. Hierbei ist die zweckmäßige Kombination von Leiter (Werkstoffparameter, Aufbau), Armatur (Werkstoffparameter, Abmessungen, Passung) und Werkzeuggeometrie entscheidend.

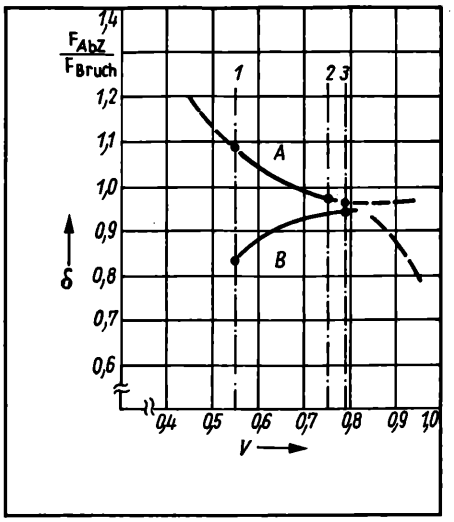


Bild 1. Abhängigkeit des relativen Übergangswiderstandes δ (Kurve A) und der relativen Abzugskraft F_{Abz}/F_{Bruch} (Kurve B) vom Preßverhältnis v
——— gemessen für 16 und 25 mm²;
- - - - - - - prinzipiell
1 5 mm-Pressung; 2 16 mm-Pressung; 3 8 mm-Pressung

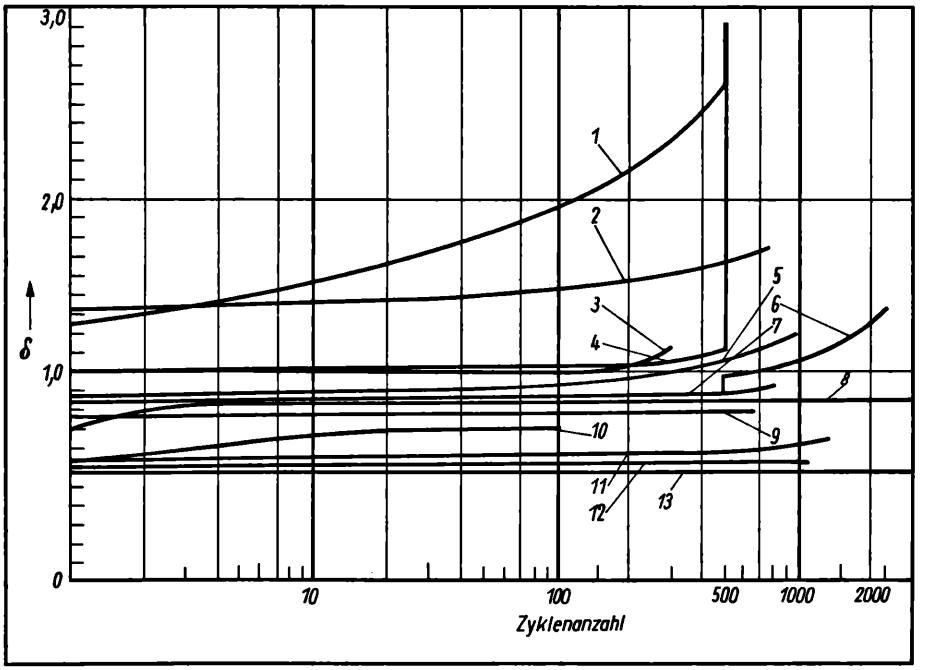


Bild 3. ▲ Verlauf des relativen Übergangswiderstandes δ bei zyklischer thermischer Belastung
Ks dreimalige Hochstrombelastung mit 120 Amm^{-2} und t = 1 s
1 95 rm Leiter stark korrodiert, Einzelprüfling
2 50 sm Einzelprüfling, verschweißte Ausgleicher
3 16 re Preßbreite 5 mm
4 16 rm Preßbreite 5 mm, Ks
5 70 rm Hülse F 10, Mittelwert 4 Prüflinge
6 16 re Hülse F11, Ks, Mittelwert 4 Prüflinge
7 50 rm Mittelwert 6 Prüflinge, verschweißte Ausgleicher
8 25 re Mittelwert 10 Prüflinge etwa F 10
9 120 rm Hülse F 7, verschweißte Ausgleicher, 6 Prüflinge
10 35 rm Hülse F 7, Mittelwert 4 Prüflinge, verschweißte Ausgleicher
11 95 sm Hülse F 7, Mittelwert 6 Prüflinge, verschweißte Ausgleicher
12 25 re Hülse F 9, Mittelwert 6 Prüflinge
13 25 re Hülse F 7, Mittelwert 10 Prüflinge

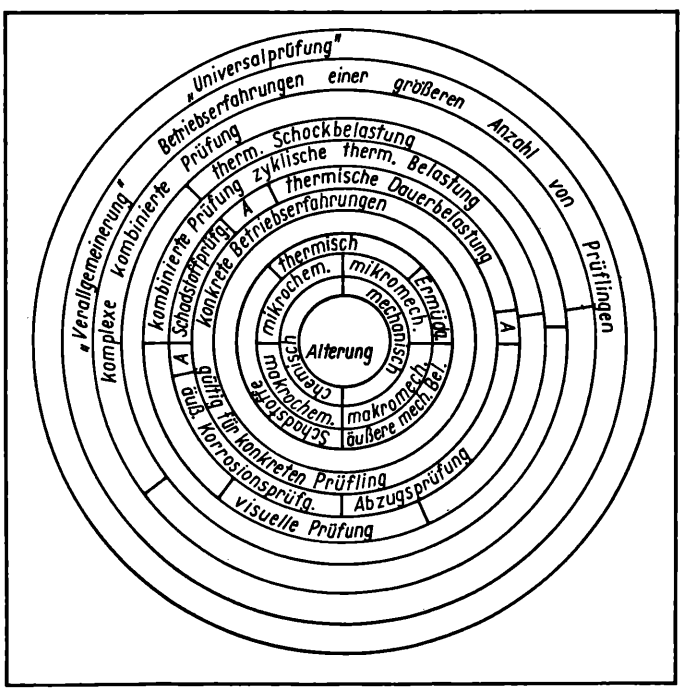


Bild 2. Alterungstypen, Einflußfaktoren und Möglichkeiten der Reproduzierbarkeit in Prüfungen
A stromloses Auslagern unter konkreten Bedingungen

Unter der Voraussetzung einer optimalen Passung $d_{Leiter}/d_{Armatur}$ bzw. eines optimalen Füllfaktors

$$f = \frac{A_L}{A_i} \tag{3}$$

wird die Anfangsgüte maßgeblich von der Anzahl der Preßstellen, der Breite einer Preßstelle, der geometrischen Form und

$$v = \frac{A_W}{A_L + A_A} \tag{4}$$

bestimmt [1].
Untersuchungen ergaben eine Bestätigung des im Bild 1 angegebenen prinzipiellen Verlaufs [2]. Dargestellt sind nur die Mittelwerte der für 16 und 25 mm² gültigen Verhältnisse, da bei anderen Querschnitten die Preßverhältnisse der 5- und 16 mm-Pressung stark schwanken und andere quantitative Verhältnisse ergeben, qualitativ aber ähnlich sind. Man erkennt einen optimalen Bereich um v = 0,8. Zu starke Verpressung erfordert große Kräfte und führt z. B. bei rm-Leitern zum Abscheren von Teilleitern. Metallografische Untersuchungen stützen diese Ergebnisse.

2. Alterung von Preßverbindungen

Unter Alterung versteht man allgemein die Verschlechterung von funktionalen Merkmalen im Betriebszeitraum. Sie wird quantifizierbar durch Güteparameter wie den relativen Übergangswiderstand δ (oder Gütefaktor) und die Übertemperatur Θ bzw. durch zerstörende Prüfungen wie die Abzugskraft F_{Abz}.
Bild 2 stellt für Preßverbindungen die Alterungstypen, Einflußfaktoren und Möglichkeiten einer Simulierung schematisch dar. Ausgehend von Gl. (1) gibt es zwei, den Kontaktwiderstand bestimmende Komponenten und damit grundsätzliche Alterungstypen:
1. Die mechanische Unterbrechung oder Einengung von Mikrokontakten, was einer Vergrößerung von R_E entspricht.
2. Die chemische Bildung einer Fremdschicht, die R_F vergrößert.

Im allgemeinen ist von einer Kombination beider Einflußfaktoren auszugehen, wobei bei Aluminium die Oxidationsprozesse wegen $\rho_F \rightarrow \infty$ ebenfalls als Einengung oder mechanische Unterbrechung von Mikrokontakten verstanden werden können. Auf alle Variationen der Alterung soll hier nicht eingegangen werden, sondern nur auf die entscheidende Bedeutung der thermischen Belastung.

Sie bestimmt die chemische Reaktionsgeschwindigkeit entsprechend der Arrheniusgleichung.

$$\ln k = -\frac{A}{R^{*} \cdot T} + H \tag{5}$$

Das betrifft auch die Diffusionsgeschwindigkeit zur Überwindung der Sperrwirkung der Oxidbarriere, da der Diffusionskoeffizient nach

$$D = D_o \cdot \exp(-A/RT) \tag{6}$$

ebenfalls temperaturabhängig ist.
In besonderer Weise wirkt sich eine thermische Belastung aber vermittels thermischer Eigenspannungen aus, die sich den Verformungseigenspannungen infolge der plastischen Deformation beim Verpressen, überlagern.
Aus der Airyschen Spannungsfunktion F für die Ebene [4]

$$\Delta\Delta F = -\alpha E \Delta T \tag{7}$$

können diese mit Hilfe bekannter Temperaturfelder der Verbindung in axialer bzw. radialer Richtung ermittelt werden.
Während Gl. (5) und Gl. (6) insbesondere den Alterungstyp 2 in der Temperaturabhängigkeit beschreiben, gibt Gl. (7) die Möglichkeit, über den Alterungstyp 1 die Alterung bei thermischer Dauer-, Wechsel- und Schockbelastung zu erklären. Darüber hinausgehendes statisches oder dynamisches Schmelzen der Mikrokontakte dürfte bei praktisch brauchbaren Preßverbindungen die Ausnahme sein und soll hier nicht betrachtet werden.

3. Alterungsabschätzung durch Prüfungen

Die praktische stromführende Verbindung unterliegt differenzierten technischen Forderungen und somit der Nachweispflicht, der in der Regel durch Typprüfungen für ausgewählte Parameter wie δ, heute aber auch oft schon durch Stückprüfungen, entsprochen wird. Es ist praktisch unmöglich, für alle im geforderten Betriebszeitraum auftretenden Beanspruchungen eine universelle und dennoch „maßgeschneiderte" Prüfung durchzuführen (Bild 2). Prüfbestimmungen, wie TGL, VDE, DIN, St-RGW, IEC und andere enthalten deshalb nur Mindestvereinbarungen (vgl. [5]). Allen Prüfbestimmungen ist neben mechanischen und chemischen Forderungen und Werkstoffestlegungen die Bestimmung eines Gütekriteriums, welches den Übergangwiderstand berücksichtigt, gemeinsam. Zur Beurteilung des Langzeitverhaltens werden Erwärmungszyklen mit eingestreuten Hochstromprüfungen verwendet, wobei die Zyklenzahl international zwischen 50 und einigen Tausend schwankt. Die Prüfhärte wird durch Klassen festgelegt, wobei der Aufwand sehr beträchtlich werden kann.
In Bild 3 ist der Verlauf des relativen Übergangswiderstandes δ bei zyklischer thermischer Belastung durch einen Prüfstrom, der innerhalb von 20 min einen Vergleichsleiter von 20 °C auf 120 °C erwärmt und anschließendem stromlosen Abkühlen auf Raumtemperatur, dargestellt. Die Hochstromprüfung erwärmt den Vergleichsleiter adiabatisch auf 250 °C. Die Kurvenverläufe sind denen in [6] ähnlich und können in modifizierter Form entsprechend ausgewertet werden. Eine im Rahmen der Untersuchungen entwickelte zeitraffende Methode, die in wesentlich kürzerer Zeit vergleichbare Ergebnisse bringt, soll in einem späteren Beitrag vorgestellt werden.

4. Temperaturberechnungen

4.1. Notwendigkeit

Aus Abschnitt 2 folgt der besondere Einfluß des Temperaturfeldes $\rho = f(x, y, z, t)$ auf den örtlichen Alterungsprozeß von Preßverbindungen. Für eine numerische Berechnung ist die integrierende Größe relativer Übergangswiderstand dabei nicht mehr ausreichend. Es zeigt sich aber, daß sich auch bei Beibehaltung herkömmlicher Prüfgrößen, mit Hilfe von einfachen Ersatzschaltbildern (Bild 4) recht brauchbare Ergebnisse erzielen lassen.

4.2. Ansatz

Der Energiesatz

$$P_V = P_L + P_s$$

läßt sich unter Beachtung von Wärmeleitung und Speicherung darstellen.

$$\frac{\partial v}{\partial t} = \frac{\lambda}{C \cdot \rho_d}\left(\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 v}{\partial y^2} + \frac{\partial^B v}{\partial z^2}\right) + \frac{P_v}{C \cdot \rho d} \tag{9}$$

Diese Differentialgleichung ist nur für einfache Fälle relativ leicht lösbar. Bewährt hat sich insbesondere für Probleme, bei denen Konvektion und Strahlung eine Rolle spielen, die Wärmenetzmethode [7]. In Analogie zum elektrischen Feld wird für das Wärmeströmungsfeld eine Anordnung aus Wärmewiderständen, -kapazitäten und -stromquellen – das Wärmenetz – aufgestellt. Damit kann Gl. (9) stark vereinfacht und berechenbar gestaltet werden. Für die Knoten des Wärmenetzwerkes gilt in Matrizenschreibweise

$$\vec{P}_v = C\frac{d\vec{\vartheta}}{dt} + Y_W \cdot \vec{\vartheta}\,. \tag{10}$$

Wegen der Temperaturabhängigkeit von P_v, C und Y_w muß das Differentialgleichungs-System iterativ gelöst werden.

4.3. Netzwerk

Da Preßverbindungen als rotationssymmetrische Gebilde angesehen werden können, ist es möglich, das räumliche Wärmenetzwerk stark zu vereinfachen. Es lassen sich für die interessierenden axialen oder radialen Schnitte Teilnetzwerke aufstellen. Auch teilweise Kombinationen sind noch überschaubar. Festgelegt werden die interessierenden Temperatur„meß"stellen als Knotenpunkte. Dabei können diese aktiv (Wärme strömt in den Knoten) oder passiv sein. Die Wärmewiderstände ermittelt man aus der Geometrie und den Stoffwerten sowie besonders bei Konvektion und Strahlung mit Hilfe begleitender Experimente.
Die Wärmekapazitäten folgen ebenfalls aus der Geometrie und den Stoffwerten bzw. durch vergleichendes Wägen von betrachteten Abschnitten. Eine gewisse Erfahrung erleichtert und vereinfacht die Aufstellung des Netzwerkes, wobei die Umformung nach gängigen Regeln der Schaltungsanalyse erfolgt [8].
Ein Beispiel ist im Bild 5 dargestellt.
Bei der Festlegung der Wärmeleistung hat sich bewährt, von einem äquivalenten elektrischen Strom

$$I = (P/R)^{1/2} \tag{11}$$

der dem Belastungsstrom entspricht und später bequem variiert werden kann, auszugehen. Das bedeutet aber, gemäß der Stromaufteilung, die Widerstände des elektrischen Ersatzschaltbildes (Bild 4) in äquivalente Widerstände umzuformen. Es entstehen somit z. B. für die axiale Netzwerkvariante äquivalente Verlustleistungsgebiete. Mit einfachen Lastfällen wird das Netzwerk jeweils durch Vergleichsmessungen überprüft und verbessert.

4.4. Rechenprogramm

Mit dem an der Ingenieurhochschule Berlin entwickelten Rechenprogramm WNETZ [9], das in verschiedenen Varianten vorliegt und ständig weiterentwickelt wird, sind die betrachteten Netzwerke für stationäre und instationäre Betriebsfälle mit wählbarer Genauigkeit (Rechenzeit) berechenbar. Die Ergebnisse können numerisch und grafisch dargestellt werden.

4.5. Berechnungsergebnisse

Am Beispiel verschiedener praktischer Preßverbindungen sind Ergebnisse in den Bildern 6 bis 8 dargestellt und Meßwerten gegenübergestellt. Aus meßtechnisch bestätigten Netzwerken können nun durch Variation von Parametern (z. B. entsprechend Bild 4) Erkenntnisse gewonnen werden, die es gestatten, Prüfausfälle, insbesondere bei der Hochstromprüfung, die durch vorherige Messung nicht vorhersehbar waren, zu erklären. Gleichzeitig können Entwicklungsarbeiten und kostenaufwendige Prüfprogramme

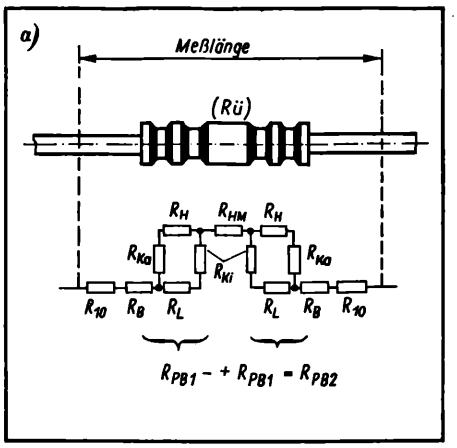
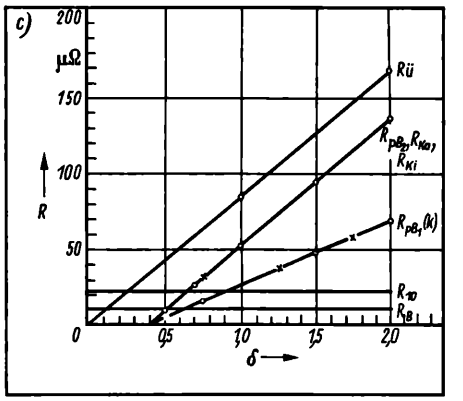
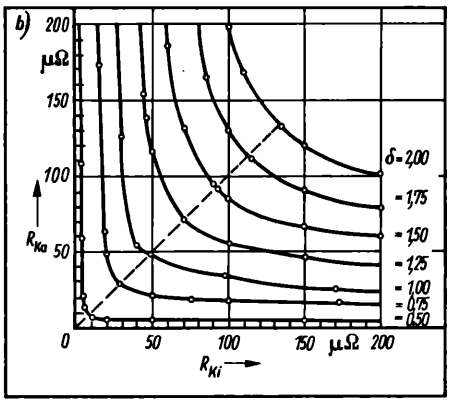


Bild 4. a) Ersatzschaltbild einer Preßverbindung





b) und c) Errechnete Kontaktwiderstände und errechnete Teilwiderstände und deren Bestandteile bei verschiedenen relativen Übergangswiderständen δ einer Preßverbindung 25 mm re (H12)

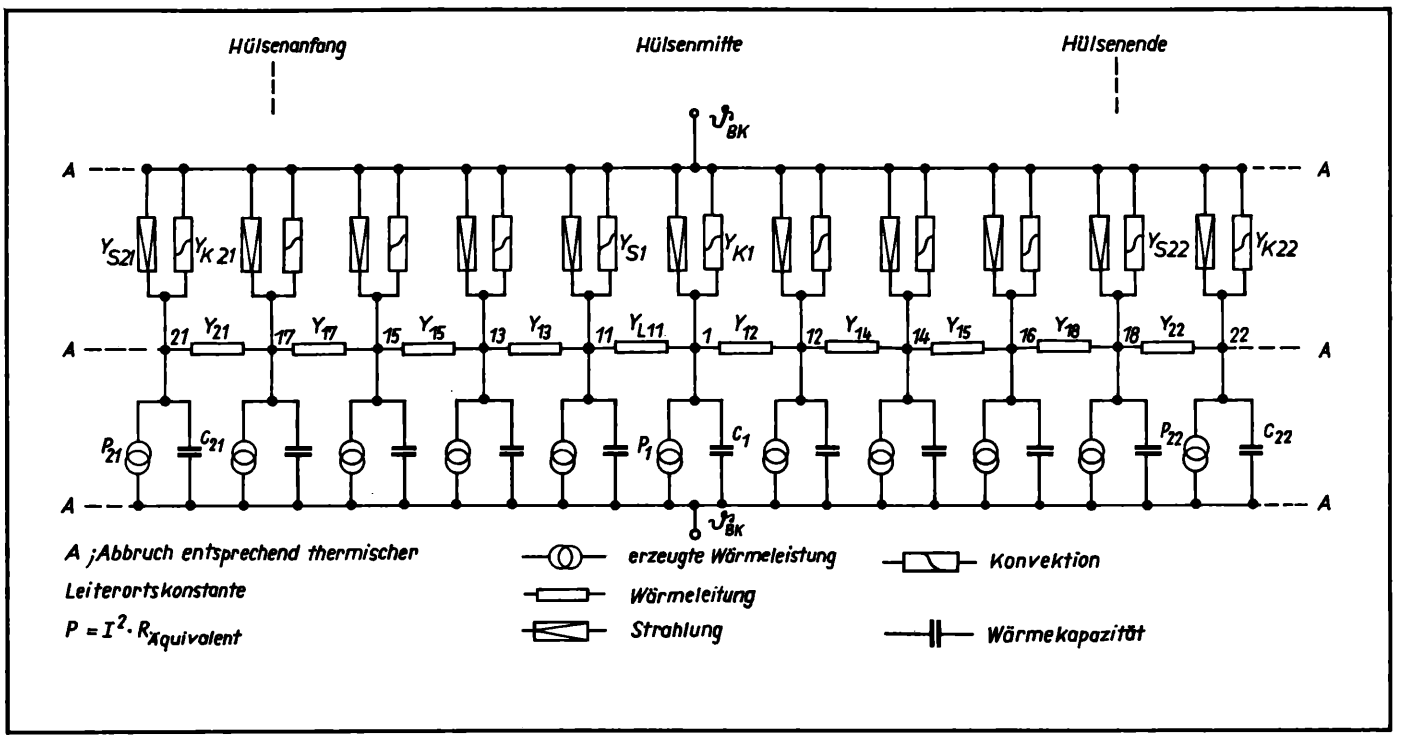


Bild 5. Vereinfachtes axiales Wärmeersatzschaltbild einer Preßverbindung

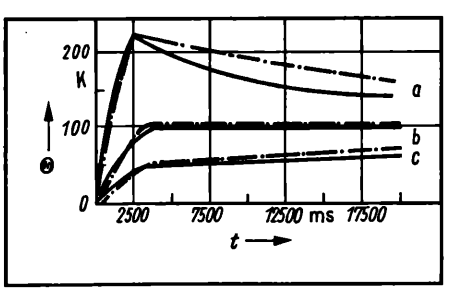


Bild 6. Übertemperatur in Abhängigkeit von der Zeit für A = 500 mm²; I_K = 37,6 kA; t_k = 2,5 s; δ = 0,69
a – Leiter am Hülseneintritt – · – · – · – berechnet
b – äußere Preßstelle ———— gemessen
c – Hülsenmitte

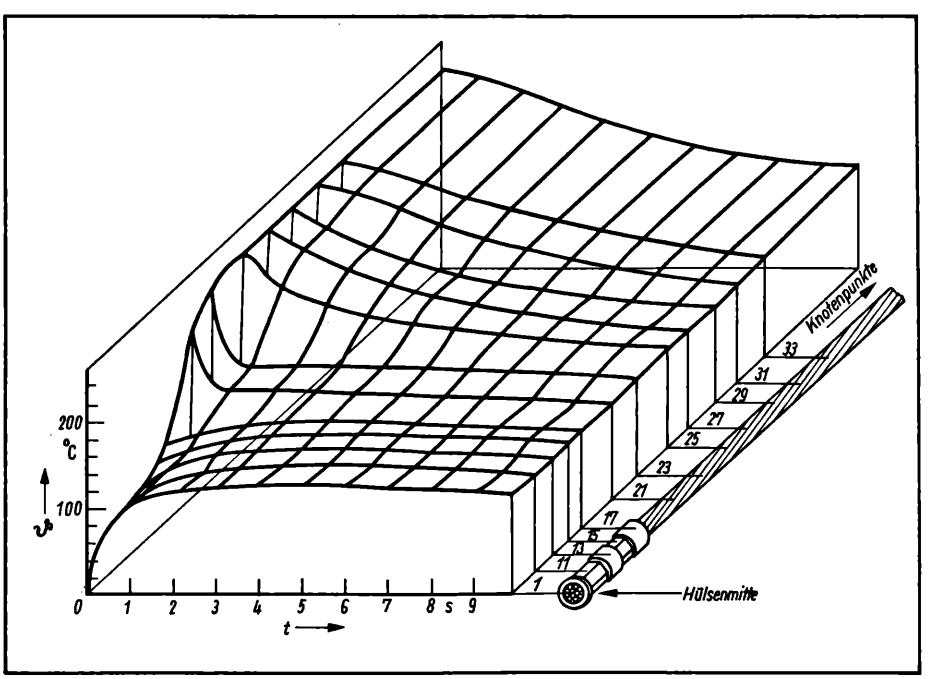


Bild 7. Temperaturgebirge für 25 mm² berechnet I = 3000 A; t_k = 1,0 s; δ = 0,75; Preßstellenwiderstände gleichgroß

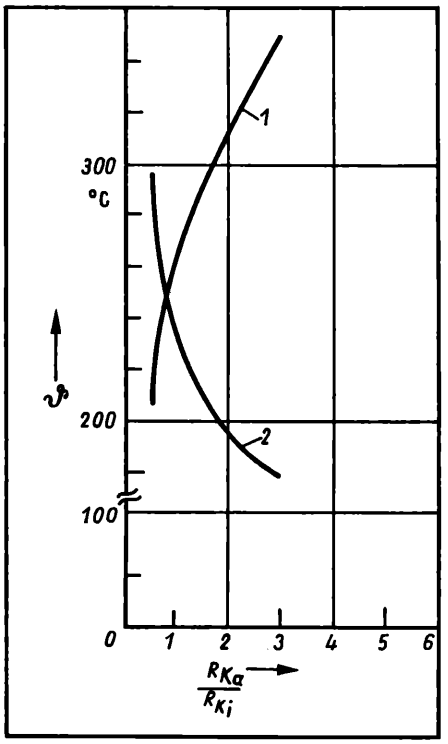


Bild 8. Berechnete Kontaktstellenendtemperatur bei kurzzeitiger Hochstrombelastung in Abhängigkeit von der Widerstandsaufteilung R_{Ka}/R_{Ki} für 25 mm² $I_k = 3000$ A; $t_k = 1{,}0$ s; $\delta = 0{,}75$
1 Temperatur R_{Ka}
2 Temperatur R_{Ki}

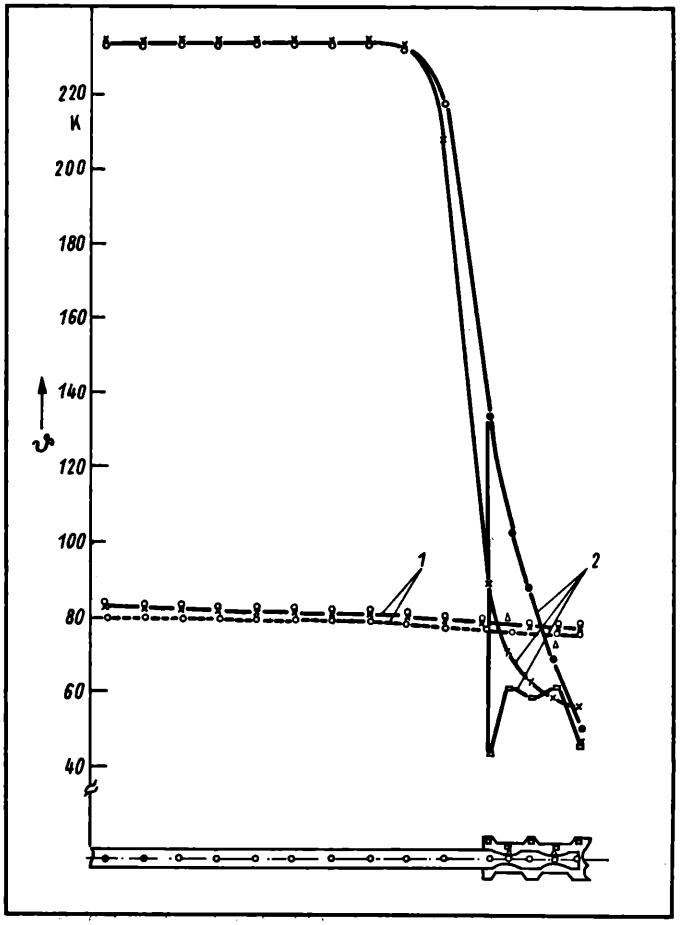


Bild 9. Temperaturverteilung einer Verbindungshülse 25 re (H12), $\delta = 0{,}75$ $R_{K\pi} = R_{K\pi}$; o —— o Meßwerte (n = 10); o —— o berechnet mit Netzwerk 25 EXAKT
Δ Δ; □ —— □; × —— × berechnet mit vereinfachtem Netzwerk 25 ÄQUIV; 1 · stationäre Belastung mit $I = 120$ A; 2 · Kurzzeitbelastung mit 3,0 kA, $t_k = 1{,}0$ s; o Zentralwerte; □ Oberflächenwerte; Δ Kontaktzone; × Näherungswerte

optimiert werden. Neue zeitraffende Prüfverfahren konnten erschlossen werden.

5. Auswertung

Bild 9 zeigt den Vergleich der Temperaturverteilung, berechnet mit verschiedenen Netzwerkvarianten. Die vereinfachte Variante als Kettenschaltung aneinandergereihter T-Glieder, die jeweils Prüflingsquerschichten entsprechen, genügt für viele überschlägige Betrachtungen und bietet den Vorteil kurzer Rechenzeiten. Die Ermittlung des mechanischen Wärmespannungsverlaufs erfordert jedoch eine genauere Betrachtung. Zusätzlich zur axialen Unterteilung müssen radiale Schichten gebildet werden. Es zeigt sich aber, daß in den nicht so interessierenden Gebieten Vereinfachungen möglich sind, ohne das Ergebnis wesentlich zu beeinträchtigen. Mit Hilfe von Bild 10 soll der im Kurzschlußfall bestimmende Alterungsmechanismus erklärt werden. Er beruht auf der Zerstörung bzw. örtlichen Verringerung der Berührungsfläche oder Kontaktkraft von Mikrokontakten durch die die normale Kontaktspannung überlagernden Radial-, Axial- oder Tangentialspannungen infolge eines Temperaturgradienten. Unabhängig vom Charakter der Mikrokontakte – Kraft- oder Stoffschluß – ist so eine Reduzierung wirksamer Strompfade möglich. Zeitparallele chemische Vorgänge, wie Oxidation, sind bei vorhandenem Sauerstoff im Mikrobereich sehr wahrscheinlich. Ein im Kurzschlußfall, z. B. in einer Sekunde von 20 °C auf 250 ° erwärmter Leiter mit einer stromführenden Preßverbindung, der sich anschließend unter konvektiver und emittierender Wärmeabgabe auf seine Ausgangstemperatur abkühlt, kann in grober Näherung als klassischer Fall eines sich abkühlenden, umwandlungsfreien Zylinders angesehen werden. Anfängliche Zugspannungen im Rand und Druckspannungen im Kern nehmen zu und erreichen bei der größten Temperaturdifferenz ein Maximum. Sie gehen auf Null zurück falls plastische Verformungen nicht auftreten. Wird die Warmstreckgrenze überschritten, erfolgt, beginnend im Rand, eine plastische Verformung, die im Temperaturunterschiedsmaximum endet. Es folgt eine zunehmende Verringerung der Spannungen bis zur Rich-

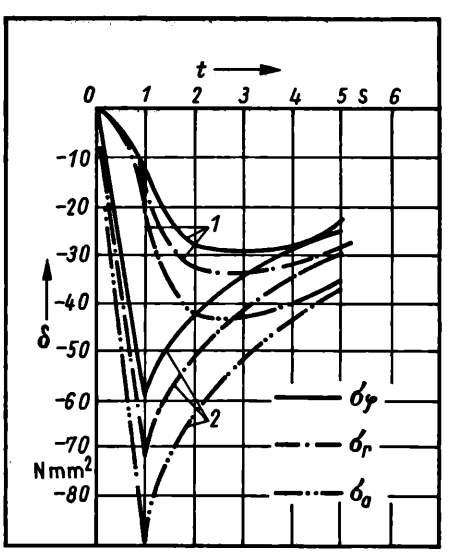


Bild 10. Verlauf der Wärmespannungen in der Kontaktzone der inneren (1) und äußeren (2) Preßstelle für 25 re $\delta = 0{,}75$; $I_k = 3000$ A; $t_k = 1{,}0$ s

tungsumkehr, so daß in diesem Fall der Rand Druck- und der Kern Zugeigenspannungen enthält.

Eine differenzierte Betrachtung der örtlichen Temperaturunterschiede unter Beachtung der Temperaturabhängigkeit des Elastizitätsmoduls und der thermischen Längenausdehnung ergibt für eine Preßverbindung 25 re bei Annahme eines relativen Übergangswiderstandes $\delta = 0{,}75$ und gleichem R_K der inneren und äußeren Preßstelle im jeweiligen Kontaktbereich Bild 10.

Die Kurzschlußdauer beträgt 1,0 s, die Kurzzeitstromdichte 120 A/mm², bezogen auf den Leiterquerschnitt. Die Temperaturabhängigkeit des elektrischen Widerstandes, der Wärmeleitfähigkeit, Konvektion, Strahlung und Speicherung wurden berücksichtigt. In begleitenden Experimenten wurde für derartige Verbindungen eine mittlere Kontaktspannung von etwa 2,5 bis 2,6 Nmm^{-2} gefunden.

Grundsätzlich sind die im äußeren Preßkontakt auftretenden mechanischen Kurzschlußspannungen größer als die im inneren. Das

liegt an der durch das Strömungsfeld bedingten Stromaufteilung trotz gleicher angenommener R_K. Ebenso sind die hier betrachteten axialen Spannungen grundsätzlich größer. Dieser Sachverhalt kann sich bei ungleicher R_K-Verteilung (Bild 8) extrem verstärken. Es ist davon auszugehen, daß bei den angenommenen Kurzschlußverhältnissen trotz örtlicher Verfestigung (im Beispiel wurden Leiter und Hülse F7 angesetzt) die Streckgrenzen überschritten werden und Eigenspannungen verbleiben. Bei angenommener dauernder Nennstrombelastung sind die auftretenden mechanischen Spannungen etwa 2 Größenordnungen kleiner und somit beträchtlich unterhalb der vorliegenden mechanischen Kontaktspannung. Im Falle zyklischer Erwärmung bis 120 °C, die etwa üblichen Prüfvorschriften [5] entspricht, sind die Wärmespannungen maximal halb so groß wie die Kontaktspannung.

6. Schlußfolgerungen

Die in Prüfvorschriften verankerte Messung des relativen Übergangswiderstandes (Gütefaktors) ergibt zwar eine unverzichtbare Bewertung von Preßverbindungen, ist aber als integrierende Größe nur ein gemittelter Anhaltspunkt für den in allen Betriebszuständen relevanten Alterungszustand. Die zusätzliche Bestimmung der Temperaturdifferenz trägt partiellen Charakter, ist aber meßtechnisch problematisch und subjektiv stark beeinflußbar. Hochstromprüfungen runden das Bild ab, beinhalten aber oft einen Überraschungseffekt.
Die Untersuchungen haben ergeben, daß die Alterung immer nur örtlich erklärbar ist. Deshalb spielt die Betrachtung der Stromaufteilung und eine geeignete Modellierung (insbesondere für mehrdrähtige Leiter) eine entscheidende Rolle. Das hat auch Einfluß auf den Prüfaufbau (z. B. verschweißte Ausgleicher und Meßabgriffe). Insbesondere bei der kurzzeitigen Hochstrombelastung ist die örtliche Widerstandsaufteilung für den Alterungsprozeß bestimmend. Die Wärmenetzmethode ist anwendbar und in der Lage, insbesondere für Entwicklung und Bewertung, wertvolle und reproduzierbare Ergebnisse zu liefern. Damit können sowohl Entwicklungs- als auch Prüfkosten gespart werden.

7. Ausblick

Aus den Betrachtungen folgt der besondere Einfluß der örtlichen Temperatur auf Alterungsprozesse. Da sich ein bedeutender Anteil vermittels mechanischer Wärmespannungen realisiert, die entweder Mikrokontakte dynamisch zerstören oder über Resteigenspannungen die Kontaktkraft vermindern, liegt es nahe, diese Effekte zu untersuchen und Schlußfolgerungen in eine Prüfmethodik einzubauen. Grundsätzliche Aussagen, die Langzeitprüfungen ähnlich sind, können in zeitraffenden Prüfungen getroffen werden. Über ein derartiges Verfahren soll in Kürze berichtet werden.

Literatur

[1] *Schulz, A.:* Armaturenfestigkeit und Preßbreite bei Umfang-Preßverbindungen von Al-Leitern. Wissenschaftliche Berichte der Technischen Hochschule, Leipzig (1989) 18, S. 53–57

[2] *Klockhaus, H.; Wanser, G.:* Abschluß- und Verbindungstechnik bei Starkstromkabeln. Frankfurt (Main): Verlags- und Wirtschaftsgesellschaft der Elektrizitätswerke mbH 1979

[3] Ingenieurschule für Maschinenbau und Elektrotechnik Berlin; Handwerkskammer Berlin; Firma Wick: Gemeinschaftsentwicklung (1987) HPZ 16–120

[4] *Göldner, H.; u. a.:* Arbeitsbuch Höherer Festigkeitslehre. Leipzig: VEB Fachbuchverlag 1981

[5] *Beyer, W.; Schulz, A.:* Prüfung von elektrisch leitenden Verbindungen und Anschlüssen. Elektropraktiker, Berlin 41 (1987) 9, S. 266–268

[6] *Böhme, H.; Löbl, H.:* Zur Theorie des Langzeitverhaltens von Aluminium-Schraubverbindungen. ELEKTRIE, Berlin 41 (1987) 5, S. 179–183

[7] *Kessler, A.:* Versuch einer genaueren Vorausberechnung des zeitlichen Erwärmungsverlaufes elektrischer Maschinen mittels Wärmequellennetzen. Archiv für Elektrotechnik. XLV. Band (1960) 1

[8] *Brösicke, W.; Fabian, U.:* Vorlesungsergänzung 1-ET-WB 3. Ingenieurhochschule Berlin 1989

[9] *Otto, A.; Schulz, J.:* Ingenieurarbeit zur dynamischen Analyse von Wärmenetzwerken. Ingenieurhochschule Berlin 1988

EA 6180

Wirtschaftliche Lastverteilung in Verbundnetzen mittels selbstoptimierenden Analogiemodells

R. Winter, KDT; Chemnitz

Verwendete Formelzeichen

U	Spannungsabfall allgemein	k_n	spezifische Energiekosten einer Teilleistung
I	Stromstärke allgemein	k_d	durchschnittliche spezifische Energiekosten
R	Widerstand allgemein	P_k	modifizierte Leistung zur Berücksichtigung unterschiedlicher spezifischer Energiekosten
P	Leistung allgemein	I_n	Teilstromstärke bei Stromverzweigung
P_z	zugeführte Leistung	R_n	Teilwiderstand
P_w	weggeführte Leistung	P_s	Summenleistung
P_l	Leerlaufverlustleistung	I_e	Extremalstromstärke
P_b	belastungsabhängige Verlustleistung	I_m	Minimierungsstromstärke
P_n	Teilleistung allgemein	P_m	Minimalleistung
P_v	maßstäblich verkleinerte Teilleistung		
m	Maßstab		
K	Energiekosten		
k	spezifische Energiekosten		
K_n	Energiekosten einer Teilleistung		

1. Grundsätzliche Überlegungen

In einem aus ohmschen Widerständen bestehenden elektrischen Netz verteilen sich Ströme und Spannungen so, daß der Umsatz von elektrischer Energie in Wärme ein Minimum ist.
In den der elektrischen Energieübertragung dienenden Netzen stellt sich der Optimalzustand in der Regel nicht von selbst ein, da vorrangig die bei Wechselstrom wirksamen Blindwiderstände den Leistungsfluß zusätzlich verändern. Man kann jedoch die Wirkwiderstände eines solchen Netzes im Modell nachbilden, den hier maßstäblich vorhandenen optimalen Lastfluß meßtechnisch ermitteln und dann beim Original durch zusätzliche Maßnahmen herstellen. Zu diesem relativ einfachen Vorgang sind nun zugleich Weiterungen auf andere, nicht elektrische Energieformen möglich. Den einzelnen Arten von Einrichtungen zur Energieumwandlung ist trotz ihrer technischen Unterschiedlichkeit energetisch gemeinsam, daß sie von Energie durchflossen werden, und daß sich hierbei die zugeführte Leistung in Nutzleistung sowie Leerlauf- und Betriebsverlustleistung verzweigt. Diese unterscheiden sich in ihrer ökonomischen Bedeutung, sind jedoch widerum physikalisch gleichberechtigt. Damit ist es möglich, auch diese verschiedenartigen Energieumsetzer durch ein relativ einfaches elektrisches Modell darzustellen.
Bei den Blöcken eines Kraftwerkes besteht im Teillastbetrieb die Aufgabe, die Belastung optimal auf diese zu verteilen. Wenn man die Aggregate durch äquivalente elektrische Widerstände darstellt, die bei jedem Lastzustand maßstäblich verkleinert die gleichen Leistungsverluste aufweisen, d. h. der gleichen Kennlinie gehorchen wie die Originalobjekte, so kann auch hier die optimale Lastverteilung auf elektrischem Wege meßtechnisch ermittelt und die Blöcke entsprechend gesteuert werden.
Durch eine Verbindung der Überlegungen aus den vorangegangenen Abschnitten und Zusammenschalten aller Ersatzwiderstände

Dipl.-Ing. *Roland Winter* ist erster Ingenieur für Energieverteilungsnetze im Energiekombinat Chemnitz.

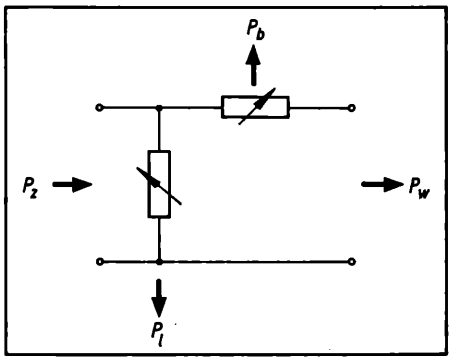


Bild 1. Ersatzvierpol eines Energieumsetzers

von Leitungen und Kraftwerksaggregaten zu einem Gesamtmodell läßt sich nun auch die optimale Lastverteilung in einem großen Verbundnetz mit mehreren Kraftwerken unter Berücksichtigung sowohl der unterschiedlichen Kraftwerkskennlinien als auch der elektrischen Übertragungsverluste auf analoge Weise feststellen. Kraftwerke setzen dabei in der Regel Rohenergie unterschiedlicher Wertigkeit um. Damit erscheint im System erstmalig eine ökonomische Größe. Hier besteht jedoch eine Äquivalenz zwischen Güte und Menge, d. h. eine bestimmte Menge hochwertiger Rohenergie kann einer entsprechend größeren Menge minderwertiger Rohenergie sowie umgekehrt gleichgesetzt und damit die Wertigkeiten durch Mengenverhältnisse, einfache Verhältnisfaktoren, berücksichtigt werden. Mittels des skizzierten Analogiemodells ist also der optimale Leistungsfluß in einem Verbundnetz oder dessen Teilen grundsätzlich durch Ausnutzung der eingangs geschilderten natürlichen Selbstoptimierung ermittelbar.

2. Analytische Darstellung

Nach der vorangegangenen Erläuterung handelt es sich im Wesentlichen um die im Prinzip relativ einfache Wiedergabe im Modell, die mittelbare Berücksichtigung unterschiedlicher Rohenergiekosten und letztlich den Optimierungsnachweis selbst. Ausgegangen wird von einem allgemeinen Energieumsetzer bzw. dessen elektrischem Analogon entsprechend Bild 1. Dabei kann vorausgesetzt werden, daß seine einzelnen Daten bei allen Betriebszuständen, z. B. die Kennlinie

$$P_z = f(P_w) \tag{1}$$

quantitativ bekannt sind. Weiter gilt

$$P_z = P_w + P_l + P_b. \tag{2}$$

Dann bedarf es nur der Einführung eines geeigneten Maßstabsfaktors, um diese Daten im Modell darstellen zu können:
P_n gegeben, m gewählt

$$P_v = m P_n \tag{3}$$

Unterschiedliche spezifische Energiekosten werden durch Definition äquivalenter Ersatzleistungen auf mittlere spezifische Energiekosten zurückgeführt, die allen Objekten gemeinsam sind und daher den optimalen Lastfluß nicht beeinflussen:

$$\text{Allgemein gilt } K = k P. \tag{4}$$

Tatsächliche und modifizierte Energiekosten eines Objektes müssen übereinstimmen, d. h.

$$K_n = k_n P_n = k_d P_k$$
$$P_k = \frac{k_n}{k_d} P_n. \tag{5}$$

Werden nun die Teilmodelle der einzelnen Energieumsetzer zu einem Modell des gesamten Netzes zusammengefügt, so stellt sich in diesem Modell der optimale Leistungsfluß nachweislich ein, indem eine infinitesimale Minimierungsrechnung auf die allgemeingültigen Kirchhoffschen Gesetze führt:
Grundsätzlich $P = I^2 R$ und an einem beliebigen Netzknoten

$$P_s = \sum I_n^2 R_n, \text{ damit} \tag{6}$$

$$\frac{\mathrm{d}\,P_s}{\mathrm{d}\,I_n} = 2 I_n R_n, \text{ und Extremalbedingung}$$
$$2 I_e R_n = 0, \text{ damit}$$
$$I_e = 0$$
$$\sum I_e = 0; \tag{7}$$

Minimalbedingung ist

$$\frac{d^2 P_s}{d I_n^2} = 2 R_n > 0, \text{ damit wird (7) zu}$$
$$\sum I_m = 0, \tag{8}$$

also zugleich Knotenpunktsatz. Die gleiche Herleitung mit $P = \frac{U^2}{[R]}$ führt zum Maschensatz. Damit ist der sich einstellende Leistungsfluß für jeden Betriebsfall optimal.
In der Folge läßt sich das Modell praktisch verwirklichen. Für regionale Verbundnetze erscheint dabei ein Maßstab von $1:10^8$ geeignet. Vereinfachungen ergeben sich noch insofern, daß z. B. die Leerlaufverluste der Kraftwerke als im stationären Betrieb für den optimalen Lastfluß ohne Bedeutung im Modell entfallen können. Für planmäßige Ermittlungen ist manuelle Einstellung der Modellparameter möglich.

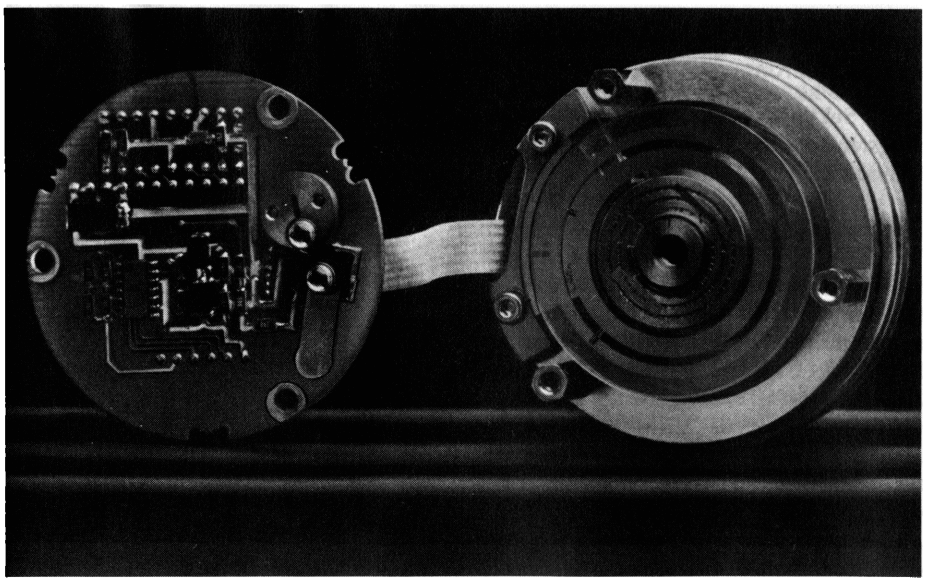
3. Einordnung und Ausblick

Zur Erörterung der Nützlichkeit wird das erläuterte Verfahren mit anderen Verfahren gleicher Zielsetzung verglichen. Dabei schließt der zulässige Umfang eine ins Einzelne gehende Untersuchung aus. Die Palette der Verfahren ist quantitativ wie qualitativ äußerst vielgestaltig und reicht von einfachen, nur eingeschränkt gültigen oder grobe Näherungslösungen ergebenden Methoden bis zu umfassenden digitalen Systemen, die wegen ihres Rechenumfanges große Rechenanlagen voraussetzen [1] bis [5]. Auch die Optimierung selbst ist also eine Aufwandsfrage. Einzelne Verfahren verbinden bereits digitale und analoge Methoden, indem zur Senkung des Rechenumfangs zusätzlich Netzmodelle zur Ermittlung von Eingabedaten bzw. Teilergebnissen herangezogen werden. Das vorliegend beschriebene Verfahren verspricht eine Aufwandsminderung, indem gleichsam der Umweg über den bei vergleichbarer Genauigkeit umfangreichen mathematischen Algorithmus eingespart wird.
Das beschriebene elektrische Optimierungsmodell geht nicht nur von rein elektrischen zu allgemeinen energetischen Größen über, sondern berücksichtigt auch bereits mittelbar zusätzlich ökonomische Parameter. In dieser Richtung sind Weiterungen auf andere, nicht energetische Vorgänge denkbar. Vorrangig kommen hier ökonomische Probleme in Frage, für die Flußform kennzeichnend ist z. B. Optimierung von Transportvorgängen o. ä. Der vorliegende Beitrag sollte auch hierzu Anregungen vermitteln.

Literatur

[1] *Rausendorf, S.:* Anwendung der Linearoptimierung bei der zuverlässigkeitsorientierten Optimierung des elektrischen Regimes. ELEKTRIE, Berlin, 40 (1986) 4, S. 141–145.
[2] *Adermann, H.* u. a.: Verfahren zur Kraftwerkseinsatzoptimierung. Elektrotechnische Zeitschrift 107 (1986) 13, S. 588.
[3] *Suleimanow, V.* u. a.: Optimierung der Betriebsführung eines Elektroenergiesystems nach dem Kriterium des minimalen Brennstoffverbrauchs. Elektriceskie seti i systemy, Kiew (1984) 20, S. 16–22.
[4] *Abdel-Rahmann, T.* u. a.: Ökonomische Lastverteilung in großen Elektroenergiesystemen mit Wärmekraftwerken. Int. Journ. Energy Systems 6 (1986) 1, S. 26–31.
[5] *Edelmann, H., Theilsiefje, K.:* Optimaler Verbundbetrieb in der elektrischen Energieversorgung. Berlin: Springer-Verlag 1974.

EA 6019



Rotations-Impulsgeber und Bus-fähige Winkelcodierer der GELMA-Industrieelektronik GmbH

Rotations-Impulsgeber sind inkrementale Systeme, d. h. sie lösen Drehbewegungen in einzelne Impulse auf, deren Zahl dem Drehwinkel proportional ist. In optoelektronischen Systemen werden die Impulse erzeugt, indem eine drehbar gelagerte Schlitzscheibe Lichtstrahlen auf dem Weg von der Lichtquelle zum Lichtempfänger unterbricht. Die Weiterverarbeitung der Geberimpulse erfolgt in zählenden Steuereinrichtungen vor allem zur Positionierung, Längen- und Drehzahlmessung.

Absolute Winkelcodierer liefern für jede Winkelstellung der Achse einen absoluten, elektronisch codierten Wert. Alle diese Werte sind als Codemuster auf einer oder mehreren Codescheiben gespeichert, die optoelektronisch abgetastet werden. Durch diese Wirkungsweise liefern Absolutcodierer stets die richtige Position, vermeiden Fehlmessungen durch Störimpulse oder zu hohe Drehzahlen und ersparen das zeitaufwendige Referenzpunktfahren nach Netzausfall.

Die Rotations-Impulsgeber der Firma GELMA sind in modernster SMD-Technologie gefertigt und liefern mit 4fach-Auswertung bis zu 20000 Impulse je Umdrehung. Je nach Anforderung werden acht Bauformen angeboten vom Miniaturtyp für den Gerätebau über Standardtypen für Werkzeugmaschinen bis zum Robusttyp für den Schwermaschinenbau.

Die absoluten Winkelcodierer RAO lösen 8192 Schritte pro Umdrehung auf und erfassen in der Multi-turn-Ausführung 4096 Umdrehungen. Den Anforderungen vernetzter Steuerungs-Systeme entsprechen sie durch eine serielle, busfähige Schnittstelle mit hoher Datenrate.

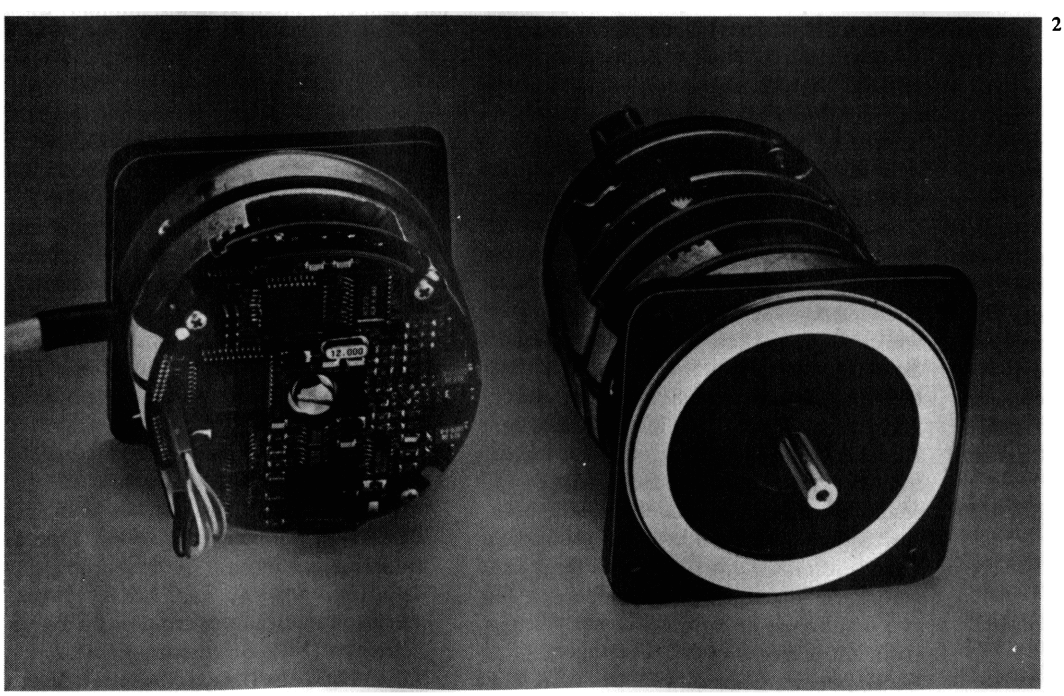
Beim inkrementalen Impulsgeber (Bild 1) wird eine Glas-, Kunststoff- oder Metallscheibe eingesetzt, die auf ihrer Peripherie ein Strichmuster gleicher Teilung hat, d. h. die Hell- und Dunkelfelder sind gleich breit. Daraus resultiert eine Signalfolge von zueinander identischen Signalen. Zur Drehrichtungserkennung wird das Strichmuster von zwei um 90 Grad elektrisch verschobenen Systemen abgetastet. Ein weiteres Abtastsystem auf der zweiten Spur tastet einmal pro Umdrehung das sogenannte Nullsignal ab, welches als Referenzpunkt die Koinzidenz zwischen der Maschinenmechanik und der nachgeschalteten Zählelektronik herstellt.

Das absolutcodierte System (Bild 2) hat auch eine Scheibe, auf der jedoch im Gegensatz zum inkrementalen System keine Striche sind, sondern ein Codemuster ist (Bild 3). Dieses Codemuster wird optoelektronisch in mehreren Spuren so abgetastet, daß unterschiedliche Signale erzeugt werden, die für jede Winkelstellung ein eindeutiges Bitmuster im einschrittigen Gray-Code ergeben. Durch dieses Prinzip steht nach einem Ausfall der Spannungsversorgung der tatsächliche aktuelle Positionswert nach dem Wiedereinschalten sofort wieder zur Verfügung, und zwar auch

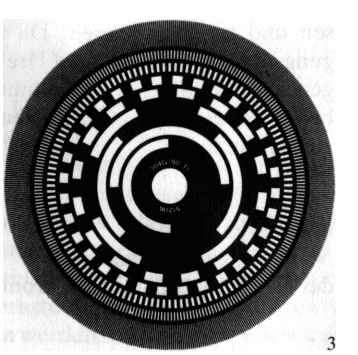
Bild 1. Rotations-Impulsgeber

Bild 2. Absolute Winkelcodierer mit Feldbus-Schnittstelle: RAO
Absolute Winkelcodierer liefern stets die richtige Position von Werkzeugen und Werkstücken. Sie vermeiden Fehlmessungen durch Störimpulse oder zu hohe Drehzahlen und ersparen das zeitaufwendige Referenzpunktfahren nach Netzausfall. Beim Single-turn-Geber RAO werden bei einer Umdrehung 8192 Bitmuster realisiert. Für Anwendungen, bei denen eine einzige Umdrehung nicht ausreicht, werden Multi-turn-Geber eingesetzt. Besonderes Merkmal der in modernster SMD-Technologie gefertigten RAO-Typen ist die Busfähigkeit.
Foto: GELMA-Industrieelektronik GmbH

Bild 3. Codemuster-Scheibe eines inkrementalen Impulsgebers



2



3

dann, wenn im spannungslosen Zustand eine Verstellung der Welle erfolgt ist. Bei einer Umdrehung der Scheibe werden so 8192 verschiedene Bitmuster realisiert. Jede weitere Umdrehung erzeugt immer wieder die gleichen Bitmuster entsprechend den Winkelstellungen von 0 bis 8192. Ein solches Gerät wird Single-turn-Geber genannt.

Da in vielen Anwendungsfällen eine einzige Umdrehung nicht ausreicht, werden auch sogenannte Multi-turn-Geber hergestellt. Hierbei treibt ein Getriebe weitere codierte Scheiben an, deren Auswertung in gleicher Weise erfolgt. Drei weitere Scheiben, die jeweils 1:16 untersetzt sind, codieren 4096 Umdrehungen, insgesamt also $8192 \times 4096 = 33554432$ Schritte (25 Bit). Bei den Absolutwertgebern sind durch die Verschiedenheit zum Rotations-Impulsgeber andere Daten von besonderer Wichtigkeit. Besonderes Merkmal der RAO-Typen ist die Busfähigkeit. Bei herkömmlichen Winkelcodierern erfolgt die Signalausgabe parallel. Dazu wird je Spur eine Anschlußleitung (oder ein Leitungspaar) benötigt – das sind bei 25-Bit-Auflösung also 25 (bzw. 50) Drähte. Beim GELMA-Winkelcodierer RAO ist zur Signalvorverarbeitung ein Mikroprozessor mit serieller RS485-Datenschnittstelle eingebaut. Die Datenausgabe erfolgt über ein einfaches verdrilltes Adernpaar. Bei Mehrachsen-Systemen können an diese 2-Drahtleitung als Datenbus bis 32 Winkelcodierer angeschlossen werden. Neben viel geringeren Verkabelungskosten führt dies besonders bei Vielachsen-Systemen mit bewegtem Kabelschlepp zur starken Reduzierung der gefürchteten Kabelbrüche und ihrer Reparaturfolgen.

Durch den Einsatz von Differential-Leitungstreibern ist eine störsichere Datenübertragung bis zu 600 m Leitungslänge gewährleistet. Datenraten bis 187,5 Kbaud und sichere elektrische Funktionsfähigkeit bis zu 3000 Umdrehungen pro Minute entsprechen den heutigen Anforderungen nach hohen Arbeitsgeschwindigkeiten. Die Datenausgabe erfolgt wahlweise binär oder dekadisch. Die Schrittzahl von 8192 Schritten pro Umdrehung ist nicht bindend. Durch geringe Software-Änderungen in der Auswertung (meist 6 bis 10 Worte) kann eine fast beliebige Unterteilung in andere Schrittzahlen z. B. 3600 erfolgen. Sinn der oben geschilderten rotativen Impulsgeber ist es, wie schon gesagt, Wege und Winkel aber auch Geschwindigkeiten zu erfassen und zu digitalisieren. Da alle Bewegungsabläufe sich leicht auf Drehbewegungen zurückführen lassen, kommen Drehgeber in nahezu allen industriellen Branchen zur Anwendung.

EK 4277

Die Redaktion
Nach: Presse-Information
der GELMA-Industrieelektronik GmbH

FACHTAGUNGEN

Antriebe mit Frequenzumrichter und Asynchronmaschine

152. Sektionskolloquium Automatisierungstechnik der Technischen Universität Chemnitz am 28. Juni 1990

Der Referent, Herr Dr.-Ing. *Frank Melzer*, VEM-Antriebstechnik AG Dresden, gab einleitend einen kurzen Einblick in die Geschichte und die Entwicklung der Frequenzumrichter. Der aktuellen Situation Rechnung tragend, erläuterte er einige Aspekte der Gründung neuer Betriebe, wie beispielsweise der VEM-Antriebstechnik AG Dresden. Aus der Darstellung der typischen Struktur eines Antriebssystems mit allen seinen Komponenten leitete Dr. *Melzer* die Beschreibung einer Anriebsaufgabenlösung von der Analyse bis hin zur Inbetriebnahme und dem Service ab. Dabei wurden Umfang und Bedeutung von Fragestellungen an den Anwender als wesentliche Voraussetzung für eine optimale Lösung hervorgehoben. Unter der Zielstellung, Pulsmuster in Annäherung an die Kreisform mittels ASIC durch Rechner zu gewinnen, wurden die Vorteile der Vektormodulation gegenüber der konventionellen sinusbewerteten Pulsweitenmustermodulation herausgestellt. Diese liegen beispielsweise darin, daß durch sofortige Änderung der Ausgangsfrequenz sehr geringe Beschleunigungszeiten erreichbar, die maximale Ausgangsspannung bei jeder Frequenz sowie eine Reduzierung des Motorgeräusches realisierbar sind.

Im weiteren ging der Referent auf die einzelnen galvanisch über Optokoppler getrennten Schnittstellen zum Anwender hin ein und erläuterte speziell die als analoge Schnittstelle ausgeführte Klemmenleiste. Neben den sechs Grundeinstellungen wurden die Aspekte der Systemkonfiguration dargestellt. Unter Hinweis auf die Zuweisung von Ausgängen am Bediengerät wurden die Vorteile der analogen oder digitalen Variablenfestlegung erwähnt. Nach Erläuterung aller vorhandenen Schutzeinrichtungen – wie Überspannung, Unterspannung, Überstrom, Übertemperatur, Überlast und Thermistorschutz – stellte Dr. *Melzer* die Frequenzumrichterreihe mit speziellen Typenangaben vor. Nach Schilderung der möglichen Optionen wurde als bemerkenswerter Entwicklungsaspekt der hohe Stellenwert des Qualitätsbewußtseins herausgestellt. Eine durchgängige Qualitätskontrolle vom Markt zum Kunden dient gleichzeitig der Gewinnung neuer Erkenntnisse in Bedarfslage und Marketingarbeit. Abschließend stellte der Referent markante Anwendungsbeispiele und Referenzen vor. Die vielfältigen Fragen in der nachfolgenden Diskussion zeigen den hohen Stellenwert dieser progressiven antriebstechnischen Lösungen.

G. Tippmann, Chemnitz EK 4275

Nutzergemeinschaft LENE/LEMESS

3. Arbeitstagung zu Fragen der rechnergestützten Lösung ingenieurwissenschaftlicher Aufgaben vom 5. bis 7. 6. 1990 an der Technischen Universität Chemnitz, Sektion Automatisierungstechnik, Lehrstuhl Leistungselektronik

Am Lehrstuhl Leistungselektronik treffen sich jährlich Ingenieure und Wissenschaftler, um ihre Erfahrungen auf dem Gebiet der rechnergestützten Lösung ingenieurwissenschaftlicher Aufgaben auszutauschen. Während der 1. Tag der Schulung etwa 30 „Einsteiger" einführte, wurde am 2. Beratungstag zunächst über Neuerungen im Softwaresystem berichtet und dann die nachfolgende Themenpalette in einer Vortrags-Diskussions-Folge abgearbeitet. Es zeigte sich ein wiederum gewachsenes Interesse an dem Softwaresystem LENE/LEMESS. In den Vorträgen und Diskussionen wurde deutlich, daß die rechnergestützte Lösung ingenieurwissenschaftlicher Problemstellungen bei vielen Ingenieuren in allen zum Softwaresystem relevanten Arbeitsgebieten Bestandteil der täglichen Arbeit geworden ist. Die Leistungsfähigkeit des Ingenieurs, der über Fähigkeiten und Fertigkeiten der Simulation verfügt, wird als gute Grundlage für das Bestehen in der Marktwirtschaft für den Einzelnen wie auch für die Betriebe gewertet. Der Erfolg der Veranstaltung wurde durch die Mitwirkung von etwa 55 Teilnehmern und deren rege Diskussion ermöglicht. Es ist vorgesehen, im Juni des kommenden Jahres erneut eine Zusammenkunft der Nutzergemeinschaft durchzuführen. Sie wird dann unter dem Handelsnamen IDAS des Softwaresystems stehen, wobei sich dieses Kunstwort aus „Interdisziplinäres Analysesystem" ableitet. Die folgende Übersicht informiert über die gehaltenen Vorträge. Sie enthält auch Beiträge zur Nutzung des Simulationssystems DIGSIM 88 der TH Ilmenau, mit dem vorteilhaft Systeme simuliert werden, die durch Zustandsgleichungen beschrieben werden.

- Dipl.-Ing. *B. Knorr*, EAB: Die Version 1.5 des Simulationssystems LENE
- Dipl.-Ing. *U. Knorr*, TU Chemnitz: Neue Nutzeroberfläche von LENE
- Dr.-Ing. *Lange*, TU Chemnitz: Editierbare Steuerungsdateien
- cand. ing. *Galle*; Dipl.-Ing. *Waldeck*, TU Chemnitz: LEMESS-Interpreter und grafische Schaltungseingabe
- Dipl.-Ing. *Riechert*; Dr.-Ing. *König*, TU Chemnitz: Steuerungsorientierte Modellierung von GTO-Thyristoren
- Dr.-Ing. *Lehnert*, TUD: Modellierung bipolarer Leistungstransistoren
- Dr.-Ing. *Wolf*; cand. ing. *Zippel*, TU Chemnitz: Modellierung eines Operationsverstärkers
- Dipl-Ing. *Strobel*, ELGAWA Plauen: Hochspannungstransformator im Wechselrichter (Mittelfrequenzgenerator)
- Dipl.-Ing. *Schwenke*, IHS Berlin: Nicht-

lineare Bauelemente – Methodik und numerische Verfahren
- Dr.-Ing. *Jacob,* EAB: Entwicklungstendenzen auf dem Gebiet CAE für Weiterentwicklungen am Simulationssystem IDAS
- Dipl.-Ing. *Berghähnel,* Ing.-Büro Elektrogeräte Chemnitz: Anwendung des Softwaresystems „LENE" zur Dimensionierung der TSE-Beschaltung von Triacs in Haushaltgeräten
- Dipl.-Ing. *Feske,* Carl-Zeiss-Jena: Modellierung eines selbst schwingenden Gegentaktwandlers (elektron. Trafo)
- Dipl.-Ing. *Hochfeld,* Elektrowärme Altenburg: Modell zur Simulation von PWM-gesteuerten Drehstromantrieben
- Dipl.-Ing. *Reiter*; Dipl.-Ing. *Rummel,* TU Magdeburg: Simulation des Betriebsverhaltens von Transistorschweißumrichtern
- Dipl.-Ing. *Müller,* TH Ilmenau: Simulation eines Stromwechselrichters mit DIGSIM 88
- Dipl.-Ing. *Krafka,* TH Ilmenau: Simulation eines feldorientiert geregelten Drehstromantriebes mit Spannungseinprägung unter Nutzung von DIGSIM 88
  • Modellierung der Asynchronmaschine, des Pulsspannungswechselrichters, Zwischenkreis und Einspeisung
  • Modellierung des Mehrrechnersystems als diskontinuierlich arbeitende Struktur zur feldorientierten Regelung
- Dipl.-Ing. *Lösel,* HS für Verkehrswesen: Analyse der Netzrückwirkungen bei Einsatz von Triebfahrzeugen in der Drehstromantriebstechnik
- Dr.-Ing. *Noack,* EAB: Untersuchungen zur dynamischen Blindleistungskompensation
- Dr.-Ing. *Radner;* Dipl.-Ing. *Dube,* Universität Rostock: Modellbildung und Simulation für einen Stromrichter einer Wellengeneratoranlage
- Dipl.-Ing. *Buder,* TU Dresden: Modellierung einer hochgespannten Gleichstromübertragung für die Simulation elektromagnetomechanischer Ausgleichsvorgänge in Elektroenergiesystemen
- Dr.-Ing. *Esche,* AdW/ZIE HAWGB: Modellierungsversuche für die lineare Beschleunigung von geladenen Teilchen im elektrischen Wechselfeld
- Dipl.-Ing. *Jakob,* AdW/ZIE: Nutzung von LEMESS zur Analyse des Einflusses des Fall- und Schweifstromverlaufes von GTO-Thyristoren auf die Aufladung des Beschaltungskondensators

M. Kronberg, Chemnitz EK 4269

KURZBERICHTE

Einige Aspekte der Gestaltung der Energiewirtschaft der Bundesrepublik Deutschland

Die Energiewirtschaft (Gas- und Elektrizitätswirtschaft) der BRD ist, im Gegensatz zu anderen EG-Staaten, durch eine dezentrale pluralistische Struktur gekennzeichnet. Die Versorgungsaufgaben werden durch eine Vielzahl von Unternehmen (etwa 1500) der verschiedensten Eigentums- und Rechtsformen realisiert.
Dabei ist eine starke Konzentration – überwiegend auf der Erzeugerstufe – nicht zu übersehen. Führende Unternehmen sind in der Elektrizitätswirtschaft die Rheinisch-Westfälische Elektrizitätswerk AG (RWE) und in der Gaswirtschaft die Ruhrgas AG.
Die Versorgung der Bevölkerung mit den verschiedenen Energiearten erfolgt zum großen Teil durch kommunale (städtische) Versorgungsunternehmen. Diese stehen vor der Aufgabe, sich von Energieversorgungs- zu Energiedienstleistungsunternehmen zu entwickeln, d. h. ihre Tätigkeit auf dem Gebiet der Energiesparberatung und der Förderung von Energiesparprojekten umfassend zu erweitern, da (auch international) nachgewiesen ist, daß die Einsparung von Energie in zahlreichen Anwendungsfällen die auch einzelwirtschaftlich günstigere Kapitalanlage darstellt.
Den rechtlichen Rahmen der Gestaltung der Energiewirtschaft bilden das „Gesetz zur Förderung der Energiewirtschaft" (Energiewirtschaftsgesetz) vom 13. Dezember 1935 im Komplex mit den dazu erlassenen Verordnungen (Durchführungsbestimmungen, Tarifordnungen und allgemeine Lieferbedingungen) und das Gesetz gegen Wettbewerbsbeschränkungen (GWB) vom 27. Juni 1957.
Das Energiewirtschaftsgesetz stellt die Energiewirtschaft unter die Aufsicht des Staates. Dabei ist der Gesetzgeber davon ausgegangen, daß eine optimale Gestaltung der Versorgungsbedingungen für den Bereich der Energiewirtschaft nur durch ein umfangreiches gesetzliches Regelwerk zu erreichen sei und nicht, wie in anderen Bereichen der Volkswirtschaft, über Wettbewerb zwischen den Unternehmen.
Diesem Gedanken hat auch das GWB insoweit Rechnung getragen, als es einen weitgehenden Wettbewerbsausschluß zwischen den Versorgungsunternehmen zuläßt. Dafür sind die Unternehmen über ein umfangreiches Vertragssystem (Demarkations-, Konzessions-, Preisbindungs- und Verbundverträge) miteinander verbunden.
Zur Verhinderung einer mißbräuchlichen Ausnutzung der auf den regionalen Teilmärkten bestehenden Monopolstellung wurden der Energieaufsicht in der Verantwortung der Wirtschaftsminister der Länder mit dem Energiewirtschaftsgesetz weitreichende Einflußmöglichkeiten auf Investitionen, Marktzugang, Preise und Geschäftsbedingungen eingeräumt. Zusätzlich unterliegen die Energieversorgungsunternehmen (EVU) der Kartellaufsicht nach GWB, die allerdings auch nach der Novellierung dieses Gesetzes im Jahr 1980 als relativ unwirksam eingeschätzt wird.
Das Energierecht der BRD sichert nicht nur die Monopolstellung der Energieversorgungsunternehmen juristisch ab, sondern räumt den großen Unternehmen umfangreiche Marktvorteile gegenüber kleineren Unternehmen ein.
So werden u. a. kommunale EVU bei der Errichtung kleinerer Energieerzeugungsanlagen, die oftmals nach dem Prinzip der Kraft-Wärme-Kopplung arbeiten und auf Grund ihrer Standortnähe den konkreten Abnahmebedingungen angepaßt werden können, in starkem Maße behindert. Das betrifft in diesem Zusammenhang auch den weiteren Ausbau der Fernwärmeversorgung.
Die Preispolitik der großen Unternehmen (Marktspaltung entsprechend der Preiselastizität der Abnehmer) und unrentable Einspeisebedingungen in das Netz der öffentlichen Versorgung stehen im Gegensatz zur Forderung nach der Nutzung umweltfreundlicher Energieträger in verbrauchernahen Erzeugungsanlagen.
Das sind einige Gründe für den immer lauter werdenden Ruf nach Dezentralisierung und Rekommunalisierung der Energiewirtschaft der BRD bei gleichzeitiger Reformierung des Energierechtes.
Eine vollständige Übernahme der Energiewirtschaft der DDR durch die führenden Unternehmen der BRD bei gleichzeitiger Übernahme des Wirtschaftsrechtes der BRD birgt also nicht nur die Vorteile kurzfristiger Verfügbarkeit von Investitionsmitteln in sich, sondern erscheint langfristig als Hemmnis bei der Gestaltung einer modernen, ökologisch und sozial orientierten Energiewirtschaft in Deutschland.
Eine umfangreiche Literaturrecherche zur Organisation der Energiewirtschaft der BRD, die u. a. die Abschnitte Rechtsgrundlagen, Entscheidungsstruktur, Übersicht über bestehende Versorgungsunternehmen, Energieträgereinsatz, Preise und Tarife sowie Kapitalverflechtung umfaßt, wurde durch die ibs GmbH Ingenieurberatung und -service, Karl-Liebknecht-Straße 34, Berlin, 1020 erarbeitet und kann dort eingesehen werden.

F. Peter, Berlin EK 4280

WGMA – Empfehlung

1989 führte die Wissenschaftlich-Technische Gesellschaft für Meß- und Automatisierungstechnik (WGMA) zahlreiche Veranstaltungen durch.
Zu den herausragendsten Tagungen wurden umfangreiche Tagungsmaterialien herausgegeben. Dieses Material stellt nach Einschätzung von international bedeutenden Fachleuten auf diesem Gebiet das zur Zeit modernste Schriftgut dar. In diesen Materialien werden sowohl neueste wissen-

schaftliche Erkenntnisse als auch ihre Anwendungen dargestellt. Dabei handelt es sich um nachstehende Veröffentlichungen:

- **5. IFAC/IFORS/IMACS-Symposium „Large scale system 89 – Theory and Application"**
  3 Bände, Format A4, 567 Seiten, Preis 125,– DM
- **CAIP '89**
  Computer Analysis of Images and Patterns
  (3. Internationale Konferenz zur automatischen Bildverarbeitung)
  2 Bände, Format A5, 157 Seiten und im Format A4, 260 Seiten, Preis 70,– DM
- **16. IFAC/IFIP Workshop on Real-Time-Programming** (Echtzeitprogrammierung)
  Schwerpunkte Software, Expertensysteme und Anwendung
  1 Band, Format A4, 206 Seiten, Preis 40,– DM

Die Veröffentlichungen aller Vorträge liegen in englischer Sprache vor.
Interessenten haben die Möglichkeit, diese Tagungsmaterialien schriftlich zu bestellen bei

Kammer der Technik
Präsidium
– WGMA –
Postfach 1315
DDR–1086 Berlin
K.-D. Müller, Berlin EK 4168

Die Elektrotechniker im vereinigten Deutschland

In Verbindung mit der bevorstehenden Vereinigung beider deutscher Staaten hat der Vorstand des Fachverbandes Elektrotechnik der Kammer der Technik (KDT) am 19. 07. 1990 beschlossen, seine Tätigkeit mit Wirkung vom 30. 09. 1990 einzustellen. Er geht mit seiner Entscheidung davon aus, daß in einem geeinten Deutschland die auf den Fachgebieten Elektrotechnik und Elektronik tätigen Ingenieure in einer einheitlichen Ingenieurorganisation wirken sollten und der Verband Deutscher Elektrotechniker (VDE) der Bundesrepublik Deutschland die Rolle dieser einheitlichen Ingenieurorganisation deutscher Elektrotechniker übernehmen wird.
Der Vorstand des Fachverbandes Elektrotechnik der KDT sieht es als seine Pflicht an, alle die in seinen Fachgremien tätigen KDT-Mitglieder so zu beraten, daß sie entsprechend den neuen gesamtdeutschen industriellen und territorialen Gegebenheiten zu ihrem persönlichen Nutzen und im Interesse der durch sie vertretenen Unternehmen wirken können und im VDE eine fördernde Gemeinschaft finden.
Vorstand des Fachverbandes Elektrotechnik

REZENSIONEN

Programmierung mit FORTH

Von *G.-U. Vack*. Berlin: Verlag Technik GmbH 1990. 336 Seiten, 85 Bilder, 17 Tafeln. DM 35,–.

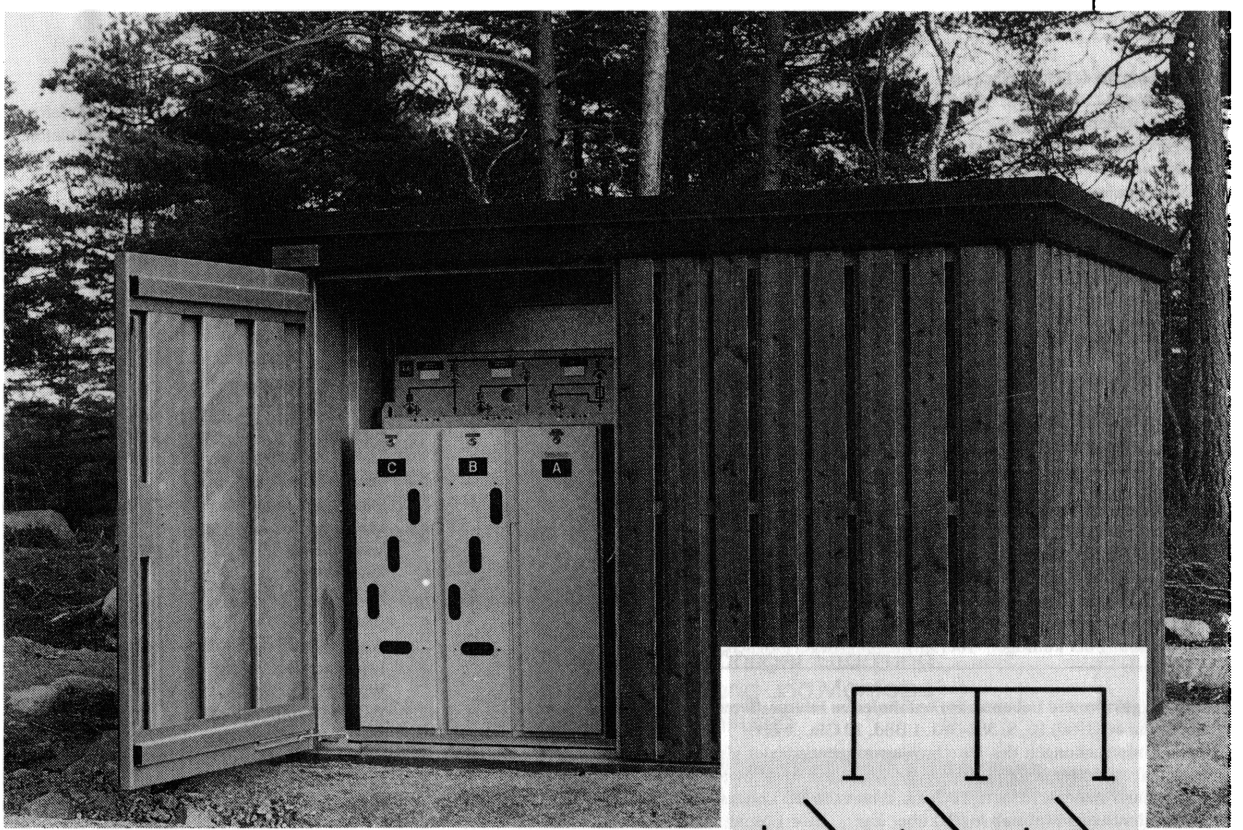
Der Autor stellt mit dem Buch „Programmieren mit FORTH" eine umfassende Zusammenstellung aller relevanten Informationen vor. Nach einer anwendungsorientierten Systembeschreibung für den Einsteiger dringt er systematisch in die inneren Strukturen von FORTH ein, deren Kenntnis für den versierten FORTH-Programmierer notwendig ist. Ein mit Kommentaren und Beispielen ausführlich kommentiertes Glossarium stellt FIG-FORTH und FORTH-83 umfassend und vergleichend dar. Die abschließenden Kapitel über den anzustrebenden FORTH-Programmierstil, die FORTH-Programmiergebung und FORTH-Dokumentation weisen den Autor als exzellenten FORTH-Praktiker aus und geben dem Leser entsprechend viele wertvolle Hinweise. Darunter befinden sich mehrere vollständige FORTH-Quelltexte für Systemdienste, wie EDITOR, ASSEMBLER, DECOMPILE usw. Der Anhang mit Begriffsdefinitionen, Englisch-Deutschen Begriffsäquivalenzen, FORTH-Schlüsselwortregister, Literaturverzeichnis und Sachwörterverzeichnis unterstützt die Nutzung des Buches als Nachschlagewerk im alltäglichen Programmierbetrieb.
Neben der Betonung praktischer Fragestellungen versucht der Autor auch, eine Einordnung von FORTH in die Theorie von Progammiersprachen zu geben. Dies erfolgt allerdings nur verbal, die in anderen Sprachsystemen übliche formale Syntaxbeschreibung wird nicht gegeben. Aus dem gleichen Grunde bleiben die Ausführungen zu „Fachsprachen" auf FORTH-Basis relativ unverbindlich. Auch die Interpretation von Meta-Definition im Sinne objektorientierter Sprachen kann nur als Annäherung an dieses Thema gewertet werden.
Insgesamt betrachtet kann das Buch jedoch sowohl dem im Bereich kleiner und mittlerer, eingebetteter Mikrorechnersysteme tätigen Ingenieur als umfassendes FORTH-Handbuch, als auch dem an Programmiersprachen und Betriebssystemen interessierten Wissenschaftler und Studenten empfohlen werden. Die Einarbeitung in FORTH ist zwar etwas aufwendiger als in konventionellen HLL-Sprachsysteme, hohe Effizienz, elegante Lösungen und überraschend tiefe Einblicke in sonst verborgene Systeminterna lohnen jedoch den Aufwand.
M. Krapp, Ilmenau EK 4293

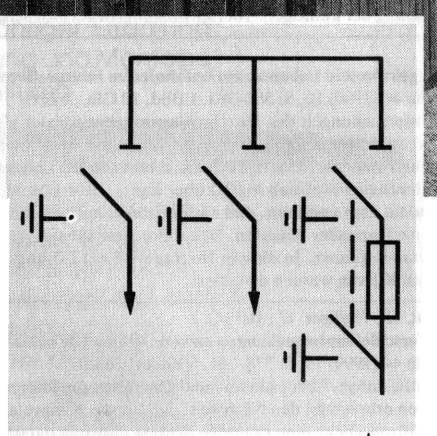
Einführung in OS/2–BS/2– Aufbau, Wirkungsweise und Programmierung

Von *H. Kersten*, Heidelberg: Hüthig Buch Verlag GmbH 1990. 245 Seiten, Kart., 58,– DM

Das vorliegende Buch beschreibt den Aufbau und die internen Abläufe von OS/2 bzw. PS/2 für Anwender, MS-DOS-Umsteiger und theoretisch interessierte Informatiker. Das Buch will ausgehend von allgemeinen Methoden und Verfahren von Betriebssystemen für Personalcomputer Kenntnisse für die speziellen funktionellen Möglichkeiten von OS/2 vermitteln. Nach einleitenden Worten gibt der Autor zunächst einen kurzen Einblick in die Entstehungsgeschichte und einen groben Überblick über die speziellen Eigenschaften und die Zusatzkomponenten des Betriebssystems OS/2.
In Kapitel II folgt eine allgemeine Einführung in Betriebssysteme, die auf Besonderheiten in Multi-Tasking-Systemen eingeht und mehr für Einsteiger mit wenig Erfahrung als für erfahrene Nutzer gedacht ist.
Das nachfolgende Kapitel behandelt anschaulich und vergleichend die Architektur der Intel-Prozessoren 8086 und 80286. Nicht erläutert werden das Interrupt-System und die mit dem Co-Prozessor zusammenhängenden Fragen.
Das Kapitel IV widmet sich umfangreich und übersichtlich der Darstellung der Mechanismen von OS/2. Erläutert werden die Konzepte von Thread, Process und Session. Behandelt werden weiterhin das Memory-Management, das Scheduling, die Interprozeßkommunikation, das Device- und File-System und das Dynamic Linking. Nach Sachgebieten und alphabetisch geordnet folgt im letzten Kapitel eine Aufstellung der Systemfunktionen von OS/2. Eine Reihe gut dokumentierter Beispielprogramme zeigt die Anwendung einiger wesentlicher Funktionen. Weitere Beispiele sind auf einer separat erhältlichen Begleitdiskette zu finden.
Im Anhang sind zusammengefaßt die wesentlichen Datenstrukturen von OS/2, Angaben zu weiterführender Literatur und ein detailliertes Stichwortverzeichnis enthalten. Der Text ist prägnant formuliert und gut lesbar. Das Buch erhebt nicht den Anspruch, eine umfassende Beschreibung von OS/2-Kommandos zu geben. Für Anwender, die sich mit dem System OS/2 oder der Multi-Tasking-Programmierung beschäftigen wollen, ist es sehr zu empfehlen. Die übersichtliche Darstellung von rund 220 OS/2-Funktionen ist auch für den fortgeschrittenen Anwender eine nützliche Hilfe.
R. Scharf, Paulinenaue EK 4271

Eine SF_6-isolierte Schaltanlage, die sich nicht stören läßt...





E 62.1d 21.1

...auch nicht bei extremen Umgebungsbedingungen

Die SF_6-isolierte Mittelspannungs-Last-Schaltanlage, Typ GA 24, in einpolig-metallgekapselter Ausführung bleibt wartungsfrei: auch unter extremen Umgebungsbedingungen, z.B. bei salz- und staubhaltiger Luft oder hoher Luftfeuchtigkeit.
Weitere besondere Vorteile dieser neuen Baureihe für Nennspannungen bis 24 kV sind:

- hermetische Kapselung
- hoher Personenschutz
- konventionelle Bedienbarkeit
- kleine Abmessungen
- minimaler Wartungsaufwand
- hohe elektrische und mechanische Reserven
- leichte Integrierbarkeit in bestehende Netze

und viele andere Vorteile mehr.

Schreiben Sie uns oder rufen Sie uns einfach an, wenn Sie mehr über die kreative Anlagentechnik von F&G erfahren möchten.

F&G – innovativ in die Zukunft

FELTEN & GUILLEAUME ENERGIETECHNIK AG
Geschäftsgebiet Anlagenprodukte
Postfach 820, D-4150 Krefeld

Telefon (0 21 51) 71 51-0
Telefax (0 21 51) 71 51-75
Telex 853 828 fgs d

Ja, senden Sie uns weiteres Informationsmaterial zum Thema SF_6-isolierte Lastschaltanlagen zu.

Name

Firma

Straße

Ort

Telefon

Conrad, H.
SMART POWER DEVICES – Ergebnis der Integration bei leistungselektronischen Bauelementen
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 10, S. 365–367, 4 Bilder, 8 Lit.
Die weitere Entwicklung und Einführung von SMART POWER DEVICES (SPD) ist abhängig von den Fortschritten der BICMOS-Technologie. Aus heutiger Sicht sind SPD für Leistungen von 5 bis 10 kVA kostengünstig.

Budig, G.
Ansteuereinrichtung für GTO-Thyristoren
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 10, S. 367–371, 7 Bilder, 1 Tafel, 8 Gln., 6 Lit.
GTO-Thyristoren stellen hohe Anforderungen an die Ansteuereinheit. Der Aufsatz gibt einen allgemeinen Überblick zu Ansteuermethoden, zum Einschalt- und Ausschaltverhalten und zum Bauelementeschutz. Weiterhin werden Hinweise zur Auslegung von Ansteuerstufen gegeben.

Mačuga, I.
Reaktanz der Halbleiterscheibe
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 10, S. 372–373, 5 Bilder, 3 Lit.
Der vorliegende Beitrag beschreibt den Einfluß des stationären magnetischen Feldes auf eine Halbleiterscheibe, in der ein elektrisches Drehfeld hervorgerufen wird.

Mačuga, I.
Schrittmotoren mit Permanentmagneten
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 10, S. 374–376, 3 Bilder, 9 Gln., 8 Lit.
Die vorliegende Arbeit ist eine Untersuchung von Schrittmotoren mit axial auf dem Rotor angeordneten Permanentmagneten.

Gretsch, R.
Oberschwingungsimpedanzen in Mittel- und Niederspannungsnetzen
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 10, S. 377, 1 Bild, 3 Lit.
Zwischen 1986 und 1988 wurden die orginären Harmonischen und die Innenimpedanzen in mehr als 50 Nieder- und Mittelspannungsnetzen der BRD bei Frequenzen bis 2500 Hz gemessen. Die Quellenströme können auf Grund der Marktsättigung der Geräte und ihrer Gebrauchsgewohnheiten zutreffend geschätzt werden. Damit erscheint eine Vorausberechnung der künftigen Oberschwingungspegel möglich.

André, E.-C.
Eine Möglichkeit, gekrümmte Lebensdauerkennlinien zu interpretieren
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 10, S. 382–383, 1 Bild, 10 Gln., 6 Lit.
Experimentelle Untersuchungen des Durchschlagverhaltens fester elektrischer Isolierstoffe führen oft zu gekrümmten Kurven oder stückweise zusammengesetzten Geraden. Dieser Befund steht im Widerspruch zur theoretischen Lebensdauergeraden im doppelt logarithmischen Maßstab *log*(E) über *log*(t). Eine Lösung dieses Widerspruchs gelingt, indem man annimmt, daß zwei Prozesse mit verschiedenen Lebensdauerexponenten nacheinander ablaufen. Beide Prozesse für sich genommen sollen zu Lebensdauergeraden führen. In diesem Beitrag wird ein Lösungsweg angegeben und die gewonnenen Kurven werden diskutiert.

Derdau, U.; Berndt, H.; Rößiger, U.; Bär, G.
Korrosions- und Verschleißuntersuchungen an vergoldeten Kleinrelaiskontakten
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 10, S. 378–381, 5 Bilder, 28 Lit.
Korrosions-, Schaltleistungs-/Lebensdauer- und Umgebungsprüfungen an vergoldeten Silber-Kontakten erbrachten den Nachweis, daß für das Kleinrelais NSF 30 Hartvergoldungen von 10 µm Dicke eine optimale Werkstofflösung darstellt. Es konnten Erosion, Materialwanderung und Mikroabrasion als Verschleißprozesse nachgewiesen werden.

Bär, G.; Dehnke, W.; Schwarzlose, J.
Erosion und Materialwanderung von Kontaktwerkstoffen auf Silberbasis bei induktiven Schwachstrombelastungen
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 10, S. 383–387, 3 Bilder, 2 Tafeln, 5 Gln., 40 Lit.
Bestimmung des Volumeneffektes der Materialwanderung an induktiv belasteten Schwachstrom-Schaltkontakten (energiebegrenzte Gasentladungen) mit radiometrischer Verschleißmessung: AgCu-Legierungen weisen größere Volumeneffekte als AgPd auf; Erosion und Materialwanderung werden in starkem Maße von der Schaltstück-Kopfform beeinflußt.

Brösicke, W.
Spezielle Untersuchungen zur Alterung von Aluminium-Preßverbindungen für Kabelleiter
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 10, S. 388–393, 10 Bilder, 11 Gln., 9 Lit.
Vorgestellt wird ein Ansatz, das in Prüfungen reproduzierte Alterungsverhalten von Preßverbindungen mit Hilfe der Wärmenetzmethode über mechanische Wärmespannungen zu beschreiben.

Winter, R.
Wirtschaftliche Lastverteilung in Verbundnetzen mittels selbstoptimierenden Analogiemodells
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 10, S. 393–394, 1 Bild, 8 Gln., 5 Lit.
Alle bekannten Einrichtungen zur Energieumwandlung lassen sich durch elektrische Modelle darstellen. Deren Zusammenfügen zum Gesamtmodell eines Verbundnetzes ermöglicht die Selbstoptimierung des Leistungsflusses und dessen meßtechnische Ermittlung. Ökonomische Parameter können dabei durch zusätzliche Koeffizienten berücksichtigt werden.

ELEKTRIE

Verlag	Verlag Technik GmbH Oranienburger Str. 13/14, Postfach 201 0-1020 Berlin Bundesrepublik Deutschland Telefon 2870, Telex 011 2228 techn dd Telefax 2870259
Geschäftsführer	Dipl.-Ing. *Klaus Hieronimus*
Verlagsleiter Zeitschriften	Dipl.-Ök. *Günter Fitzner*
Redaktion	Dr.-Ing. *Klaus Heide*, Chefredakteur (Telefon: 2870345); Dipl.-Ing. *Fritz Heinecke*, Redakteur (Telefon: 2870343); *Roland Lüders*, red. Mitarbeiter (Telefon: 2870344)
Gestaltung	*Ursula Maria Lange*
Anzeigenannahme	Anzeigenabteilung Anschrift siehe Verlag Telefon: 2870309 oder 2870291 Telefax: 2870254 Anzeigenpreisliste 1
Gesamtherstellung	Leipziger Verlags- und Druckereigesellschaft mbH
Erscheinungsweise An (EDV)	monatlich 1 Heft 6730
Bezugspreise	Einzelheft 8,– DM, Abonnementpreis 24,– DM vierteljährlich incl. gesetzliche Mehrwertsteuer Der Abonnementpreis erhöht sich für das Ausland um die Zustellgebühren. Das Abonnement verlängert sich automatisch um den bestellten Zeitraum, wenn es nicht 6 Wochen vor Ablauf der Frist bei der Bestelladresse schriftlich gekündigt wird.
Bezugsmöglichkeiten	Bestellungen sind an den Verlag zu richten. Abonnementbestellungen für die westlichen Länder der BRD und das westliche Ausland nimmt entgegen Inter abo · Betreuungs-GmbH Wendenstr. 25, Postfach 10 32 45 W-2000 Hamburg 1 Bundesrepublik Deutschland Interessenten in Österreich übergeben ihre Bestellung der Firma Hartleben, Dr. *Rob*, Buchhandlungen Schwarzenbergstraße 6, A-1015 Wien

Wärmeschrumpfende Kabelgarnituren von Raychem jetzt in der DDR im Verkaufsprogramm vom Kabelwerk Oberspree GmbH. (KWO)

Die Kooperation von KWO und Raychem beim Vertrieb wärmeschrumpfender Energiekabelgarnituren in der DDR bietet Ihnen die Vorteile modernster Produkttechnologie und technischer Fachkompetenz mit langjähriger Erfahrung im Energietechnikmarkt der DDR.

Seit Jahrzehnten ist KWO das führende Kabelwerk in der DDR mit langjähriger Erfahrung in der Entwicklung und Montage von Kabelgarnituren.

Raychem konzentriert sich seit mehr als 30 Jahren auf die Entwicklung und Produktion wärmeschrumpfender Kabelgarnituren für kunststoff- und papierisolierte Kabel im Nieder- und Mittelspannungsbereich. Diese bewährten Komponenten werden in EVU's, im Schaltanlagenbau, in der Großindustrie sowie im Bergbau eingesetzt.
Also überall dort, wo kurze Montagezeiten, verbunden mit höchster Zuverlässigkeit und einem perfekten Service, gefordert sind.
Spezifische Produkt- und Montageschulungen bei KWO, an der Baustelle oder im Raychem- Fertigungswerk in Ottobrunn bei München, ergänzen unsere umfassende Kundenbetreuung.

KWO KWO KWO

Raychem

ISSN 0013–5399
ELEKTRIE · Berlin 44 (1990) 10 · S. 361–400

6730 10 177 027 465
KOMB KERAM WERKE
8612 7001 0136 PF 1

Der Countdown läuft.

Europas Märkte ändern sich. PART 91, die europäische Zuliefermesse, zeigt den Weg. Vom 30.9.–4.10.1991 ist Düsseldorf Mittelpunkt des Zuliefergeschehens für

- **Metallverarbeitung und Oberflächentechnik**
- **Elektrotechnische und elektronische Komponenten**
- **Kunststoff- und Kautschukverarbeitung.**

PART 91 ist das Forum, auf dem das deutsche Zulieferwesen Technikern und technischen Einkäufern seine Leistungsfähigkeit und Leistungsbereitschaft zeigt.

PART 91 hilft:

- **die Auslastung dauerhaft zu sichern**
- **Wachstumschancen zu nutzen**
- **Leistungsfähigkeit zu beweisen.**

Zukunft für Zulieferer.

Düsseldorf als idealer Messeplatz wird zum zentralen Ort des Zulieferwesens und Forum für Innovationen, Entwicklungen und neue Kontakte.

Nutzen Sie PART 91 für gezielte Zukunftssicherung.

PART

Europäische Zuliefermesse

Düsseldorf 30.9.–4.10.1991

Coupon

Bitte senden Sie die PART 91 Konzeptbroschüre mit Teilnahmeunterlagen an folgende Anschrift:

Name: _____

Firma: _____

Straße/PF: _____

PLZ/Stadt: _____

Messe Düsseldorf

Basis for Business

Leipziger Messeamt
Postfach 720
Markt 11–15
7010 Leipzig

Telefon (0 41) 7 18 10
Telefax (0 41) 7 18 15 75
Telex 5 12 294 lma dd